

# THESE

Présentée pour obtenir le titre de

**DOCTEUR DE  
L'ECOLE NATIONALE D'INGENIEURS DE TUNIS  
ET  
L'UNIVERSITE DE CERGY PONTOISE**

**Spécialité : Génie électrique**

par

**Mohamed Wissem NAOUAR**

Ingénieur en Génie Electrique (ENIT) Mastère Systèmes Electriques (ENIT)

-----

## **Commande numérique à base de composants FPGA d'une machine synchrone**

**Algorithmes de contrôle du courant**

Thèse présentée et soutenue à Tunis le 6 décembre 2007 devant le jury composé de :

Président : Mme. Safya BELGHITH

Rapporteurs : Mr. Bruno ALLARD  
Mr. Jaouhar MOUIN

Examineur : Mr. Marcian Nicolae CIRSTEA

Directeurs de thèse : Mr. Eric MONMASSON  
Mme. Ilhem SLAMA BELKHODJA

Invité : Mr. Ammar NAASSANI

UR-SE, ENIT, BP 37, Le belvédère 1002, Tunis, Tunisie  
Laboratoire SATIE - UCP/UMR 8029, 5 Neuville-sur-Oise 95031 Cergy-Pontoise, France

# القيادة الرقمية لمحرك متواقت بالاعتماد على شرائح مصفوفة البوابات المنطقية القابلة للبرمجة

خوارزميات التحكم بالتيار

## - كلمات مفتاحية

- شرائح مصفوفة البوابات المنطقية القابلة للبرمجة
- التحكم بالمحرك المتواقت
- تقنيات التحكم بالتيار
- أداء نظام التحكم
- التحكم باستخدام طريقة الوصل والفصل
- التحكم التنبؤي
- التحكم باستخدام المنظمات التناسبية - التكاملية
- التحكم باستخدام النظام الانزلاقي

## - ملخص

الغرض من هذا العمل هو عرض أهمية استخدام الحلول المعتمدة على البناء الصلب لخوارزميات أنظمة القيادة وذلك باستخدام شرائح مصفوفة البوابات المنطقية القابلة للبرمجة. من أجل ذلك تم التركيز في البداية على عرض ومناقشة منهجية معتمدة على طريقة تصميم وتطوير مناسبة توجه المستثمر إلى البناء الصلب للخوارزميات المصممة، سمحت هذه المنهجية بتجهيز مكتبة خاصة لمعدة لقيادة المحركات الكهربائية من جهة وبناء خوارزميات التحكم وتنظيم التيار للمحرك المتواقت ضمن شرائح مصفوفة البوابات المنطقية القابلة للبرمجة من جهة أخرى. اعتمدت البنية النظرية لهذه الخوارزميات على أنظمة التحكم التالية:

- طريقة الوصل والفصل
- الطريقة التنبؤية
- طريقة المنظمات التناسبية – التكاملية الكلاسيكية
- النظام الانزلاقي

خلال هذه الأطروحة تم دراسة وتقديم الموصفات والخصائص بالإضافة إلى المخططات الزمنية المرافقة للبنية المعمارية للنظام المصمم والخاص بكل تقنية تحكم بالتيار على حدة. كما تم تحليل ومناقشة مدى الفائدة من استخدام شرائح مصفوفة البوابات المنطقية القابلة للبرمجة للبناء الرقمي لخوارزميات التحكم بتيار المحركات المتواقتة.

# **Commande numérique à base de composants FPGA d'une machine synchrone**

Algorithmes de contrôle du courant

## ***- Mots Clefs***

- FPGA
- Contrôle d'une machine synchrone
- Techniques de contrôle de courants
- Performances de contrôle
- Contrôle ON/OFF
- Contrôle prédictif
- Contrôle par régulateurs PI
- Contrôle par mode de glissement

## ***- Résumé***

L'objectif de ce travail est de présenter l'intérêt de l'utilisation des solutions matérielles telles que les FPGA comme support pour l'implantation des algorithmes de commande de machines électriques. Pour ce faire, une approche méthodique basée sur une méthodologie de développement appropriée qui guide le processus d'implantation sur FPGA est d'abord présentée et discutée dans ce mémoire. Cette approche méthodique a permis par la suite la mise en œuvre d'une bibliothèque spécifique d'architectures matérielles réutilisables dédiée à la commande de machines électriques. Elle a aussi permis l'implantation sur cible FPGA de plusieurs algorithmes de contrôle du courant d'une machine synchrone. Il s'agit notamment des contrôles suivants :

- Contrôle ON/OFF
- Contrôle prédictif
- Contrôle par régulateurs PI
- Contrôle par mode de glissement

Tout au long de ce mémoire, le mode de fonctionnement caractérisant chacune des architectures de contrôle matérielles conçues est étudié et présenté. Par ailleurs, la contribution et l'apport de l'utilisation des composants FPGA pour la réalisation numérique de chaque technique de contrôle de courant sont analysés et discutés.

# **FPGA-Based Digital control of a synchronous machine**

## **Current control algorithms**

### **- Keywords**

- FPGA
- Synchronous machine control
- Current control techniques
- Control performances
- ON/OFF current controllers
- Predictive current controller
- PI current controllers
- Sliding mode current controllers

### **- Abstract**

The aim of this work is to present the interest of using hardware solutions such as FPGAs for the digital implementation of control algorithms of electrical machines. For this reason, a methodical approach based on an appropriate design methodology is firstly presented and discussed. This design methodology allowed the realization of a specific library, composed of reusable hardware architectures, which is dedicated to the control of electrical machines. It also allowed the FPGA implementation of several current control algorithms of a synchronous machine. The implemented current control techniques are:

- ON/OFF current controllers
- Predictive current controllers
- PI current controllers
- Sliding mode current controllers

The operating mode corresponding to each one of the designed hardware architectures is studied and presented throughout this memory. The contribution and the benefits of FPGA components in the control of electrical machines are also analyzed and discussed.

*Je dédie ce travail à ma famille,  
à ma mère, à mon père et à mes frères pour leur soutien et leur affection.*

*Je dédie également ce travail à Bagdad, capitale de lumière et ville  
des contes des mille et une nuits.*

# Avant propos

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué dans le cadre d'une thèse en cotutelle à travers une codirection entre deux laboratoires : Le LSE (Laboratoire Systèmes Electriques) à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis (ENIT) et l'antenne du laboratoire SATIE (Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie) à l'Université de Cergy Pontoise (UCP).

Je veux remercier ici tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à l'aboutissement de ce travail. Qu'ils trouvent dans ce mémoire toute ma reconnaissance. Aussi, je voudrais citer :

Monsieur Eric MONMASSON, professeur à l'Université de Cergy Pontoise, pour avoir accepté de diriger mes travaux de thèse. Je souhaite lui exprimer ma profonde et sincère reconnaissance pour son encadrement et ses conseils durant la préparation de cette thèse. Je le remercie aussi pour tout ce qu'il m'a appris, humainement et scientifiquement, et pour m'avoir fait profité de conditions de travail particulièrement excellentes lors de mes séjours au laboratoire SATIE.

Madame Ilhem SLAMA-BELKHODJA, professeur à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis, pour avoir accepté de diriger mes travaux de thèse. Je la remercie pour son encadrement, sa confiance, ses précieux conseils et pour avoir veillé au bon déroulement de cette thèse.

Madame Safya BELGHITH, professeur à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de thèse.

Monsieur Bruno ALLARD, professeur à l'Ecole Centrale de Lyon - INSA de Lyon, pour le grand intérêt qu'il a témoigné à ce travail de recherche en acceptant de participer au jury et d'en être un des rapporteurs.

Monsieur Jaouhar MOUIN, maître de conférences à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis, qui nous as honoré de sa présence dans le jury dont il fut également rapporteur.

Monsieur Marcian Nicolae CIRSTEA, professeur à l'université de Anglia Ruskin, je lui exprime mes sincères remerciements pour sa participation au jury de thèse.

Monsieur Ahmad Ammar NAASSANI, maître de conférences à l'Université d'Alep en Syrie, pour son aide scientifique précieuse tout au long de cette thèse. Je lui adresse mes sincères remerciements pour son amitié, ses qualités humaines et scientifiques ainsi que ses encouragements réguliers.

Mes remerciements vont également à Monsieur Don Abasse BOUKARI, Ingénieur d'études à l'Université de Cergy Pontoise, pour son aide lors du développement du banc d'essais utilisé pour la réalisation des essais expérimentaux.

Je tiens également à remercier tous mes amis et collègues au LSE et au SATIE ainsi que toute l'équipe de travail à l'IUP GEII (Institut Universitaire Professionnalisée Génie Electrique et Informatique Industrielle) de Cergy Pontoise. Je porte un salut particulier à mes amies Mériem ABDELLATIF et Mahbouba AMAIRI pour leur amitié sincère et qu'ils sachent que j'ai eu un grand plaisir à travailler avec eux.

# SOMMAIRE

|   |           |
|---|-----------|
| INTRODUCTION GENERALE .....   | 1         |
| CHAPITRE 1 : UTILISATION DES FPGA DANS LA COMMANDE DES MACHINES ELECTRIQUES .....   | 5         |
| <b>1.1. Introduction .....</b>  | <b>6</b>  |
| <b>1.2. Implantation des algorithmes de contrôle de machines électriques .....</b>  | <b>6</b>  |
| 1.2.1. Description d'un système de commande de machines électriques.....            | 6         |
| 1.2.2. Présentation des algorithmes de contrôle à implanter .....                   | 8         |
| 1.2.3. Méthodes d'implantation des algorithmes de commande de machines électriques  | 9         |
| 1.2.3.1. Description des composants FPGA .....                                      | 11        |
| 1.2.3.2. Contribution des FPGA dans la commande des machines électriques .....      | 13        |
| <b>1.3. Méthodologie de développement pour implantation sur cible FPGA .....</b>    | <b>14</b> |
| 1.3.1. Partitionnement modulaire de l'algorithme de commande .....                  | 14        |
| 1.3.2. Etape de simulation .....  | 15        |
| 1.3.3. Optimisation des ressources consommées .....                                 | 17        |
| 1.3.4. Conception modulaire de l'architecture de commande .....                     | 18        |
| 1.3.5. Validation de l'architecture de commande.....                                | 20        |
| <b>1.4. Description du dispositif expérimental.....</b>                             | <b>21</b> |
| 1.4.1. Partie puissance .....   | 23        |
| 1.4.1.1. Source électrique .....  | 23        |
| 1.4.1.2. Convertisseur commandé .....   | 23        |
| 1.4.1.3. Machine électrique .....   | 23        |
| 1.4.1.4. Charge mécanique .....   | 23        |
| 1.4.2. Partie commande .....  | 23        |
| 1.4.3. Partie interface Puissance/Commande .....                                    | 24        |
| 1.4.3.1. Partie acquisition .....   | 24        |
| 1.4.3.1.1. Acquisition de la position du rotor de la machine synchrone.....         | 25        |
| 1.4.3.1.2. Carte d'acquisition des courants et de la tension du bus continu (CA)... | 25        |
| 1.4.3.1.3. Carte de conversion analogique numérique (A/N) .....                     | 25        |
| 1.4.3.2. Partie traitement des signaux de commande .....                            | 25        |
| 1.4.4. Partie interface Homme/Machine.....  | 25        |
| <b>1.5. Architecture de commande .....</b>  | <b>26</b> |
| <b>1.6. Conclusion.....</b>   | <b>28</b> |

## CHAPITRE 2 : CONTROLE ON/OFF DU COURANT D'UNE MACHINE SYNCHRONE ..... 29

**2.1. Introduction ..... 30****2.2. Contrôle du courant d'une machine synchrone basé sur une stratégie de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable ..... 30**

## 2.2.1. Rappel théorique du principe de fonctionnement d'exemples de stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable ..... 30

## 2.2.1.1. Stratégie de contrôle par hysteresis à régulateurs indépendants ..... 30

2.2.1.2. Stratégie de contrôle par hysteresis dans le plan  $(\alpha, \beta)$  du vecteur courant statorique ..... 33

## 2.2.2. Réalisation expérimentale des stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable ..... 36

## 2.2.2.1. Implantation sur cible FPGA des stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable ..... 36

## 2.2.2.2. Résultats expérimentaux ..... 40

**2.3. Contrôle du courant d'une machine synchrone basé sur une stratégie de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée ..... 46**

## 2.3.1. Application de la modulation delta aux exemples de stratégies de contrôle ON/OFF ..... 46

## 2.3.1.1. Application de la modulation delta à la stratégie de contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants ..... 46

2.3.1.2. Application de la modulation delta à la stratégie de contrôle par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$  ..... 47

## 2.3.2. Réalisation expérimentale des stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée ..... 48

## 2.3.2.1. Implantation sur cible FPGA des stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée ..... 48

## 2.3.2.2. Résultats expérimentaux ..... 49

**2.4. Conclusion ..... 55**

## CHAPITRE 3 : CONTROLE PREDICTIF DU COURANT D'UNE MACHINE SYNCHRONE . 56

**3.1. Introduction ..... 57****3.2. Structure typique d'un contrôle prédictif ..... 57**

## 3.2.1. Stratégies de contrôle prédictif à fréquence de commutation minimale ..... 58

## 3.2.2. Stratégies de contrôle prédictif à fréquence de commutation limitée ..... 58

**3.3. Développement d'une stratégie de contrôle prédictif pour le contrôle du courant d'une machine synchrone ..... 59****3.4. Implantation sur cible FPGA de l'algorithme de commande prédictif ..... 63**

## 3.4.1. Architecture de commande ..... 63

## 3.4.2. Architecture de l'estimateur de vitesse ..... 65



|  |           |
|--|-----------|
| 3.4.3. Résultats expérimentaux.....  | 70        |
| <b>3.5. Conclusion.....</b>  | <b>71</b> |
| CHAPITRE 4 : CONTROLE PAR DES REGULATEURS PI DU COURANT D'UNE MACHINE SYNCHRONE.....                                       | 72        |
| <b>4.1. Introduction .....</b>   | <b>73</b> |
| <b>4.2. Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) .....</b>  | <b>73</b> |
| 4.2.1. Présentation des techniques MLI .....   | 73        |
| 4.2.2. Génération des rapports cycliques par la MLI .....  | 74        |
| <b>4.3. Réglage du courant d'une machine synchrone par des régulateurs PI.....</b>   | <b>76</b> |
| 4.3.1. Synthèse des paramètres des régulateurs PI .....  | 76        |
| 4.3.2. Structure de contrôle par des régulateurs PI.....   | 79        |
| <b>4.4. Implantation sur cible FPGA de la structure de contrôle par régulateurs PI.....</b>                                | <b>81</b> |
| 4.4.1. Architecture de commande.....   | 81        |
| 4.4.2. Fonctionnement avec une modulation à échantillonnage régulier et synchronisé.....                                   | 83        |
| 4.4.3. Fonctionnement avec une modulation à échantillonnage régulier non synchronisé.....                                  | 85        |
| 4.4.4. Résultats expérimentaux.....  | 86        |
| <b>4.5. Conclusion.....</b>  | <b>89</b> |
| CHAPITRE 5 : CONTROLE PAR MODE DE GLISSEMENT DU COURANT D'UNE MACHINE SYNCHRONE.....                                       | 90        |
| <b>5.1. Introduction .....</b>   | <b>91</b> |
| <b>5.2. Principe des systèmes à structure variable .....</b>   | <b>91</b> |
| 5.2.1. Exemple illustratif de la structure de régulation par commutation des interrupteurs .....                           | 93        |
| 5.2.2. Exemple illustratif de la structure de régulation par ajout de la commande équivalente .....                        | 95        |
| 5.2.2.1. La méthode du contrôle équivalent .....   | 95        |
| 5.2.2.2. La méthode du contrôle attractif .....  | 95        |
| 5.2.2.3. Développement de la loi de commande par mode de glissement basée sur un contrôle indirecte du convertisseur ..... | 97        |
| 5.2.2.4. Commande indirecte par mode de glissement du courant d'une charge RLE .....                                       | 98        |

|   |            |
|---|------------|
| <b>5.3. Contrôle par mode de glissement du vecteur courant statorique d'une machine synchrone .....</b>   | <b>100</b> |
| 5.3.1. Commande directe par mode de glissement du vecteur courant statorique d'une machine synchrone .....  | 102        |
| 5.3.1.1. Synthèse de la commande directe par mode de glissement.....  | 102        |
| 5.3.1.2. Implantation sur cible FPGA de la commande directe par mode de glissement.....   | 109        |
| 5.3.1.3. Résultats expérimentaux.....   | 111        |
| 5.3.2. Commande indirecte par mode de glissement du vecteur courant statorique d'une machine synchrone .....  | 113        |
| 5.3.2.1. Synthèse de la commande indirecte par mode de glissement .....   | 113        |
| 5.3.2.2. Implantation sur cible FPGA de la commande indirecte par mode de glissement.....   | 118        |
| 5.3.2.3. Résultats expérimentaux.....   | 120        |
| <b>5.4. Conclusion.....</b>   | <b>122</b> |
| <b>CONCLUSION GENERALE .....</b>  | <b>124</b> |
| <b>ANNEXES.....</b>   | <b>136</b> |
| <b>ANNEXE A : MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE.....</b>   | <b>137</b> |
| <b>1.5. Représentation schématique de la machine synchrone .....</b>  | <b>137</b> |
| <b>1.6. Modèle de base de la machine synchrone.....</b>   | <b>139</b> |
| <b>1.7. Modèle d'une machine synchrone dans un système de coordonnées commun dq calé sur l'axe de l'enroulement rotorique de la machine synchrone .....</b> | <b>140</b> |
| <b>1.8. Expression du couple et équation mécanique de la machine synchrone.....</b>   | <b>144</b> |
| <b>ANNEXE B : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASÉ .....</b>  | <b>147</b> |
| <b>B.1. Modélisation d'un onduleur de tension triphasé.....</b>   | <b>147</b> |
| <b>B.2. Commande par MLI d'un onduleur de tension triphasé .....</b>  | <b>149</b> |
| B.2.1. Principe théorique de la MLI.....  | 149        |
| B.2.2. Réalisation d'une MLI Sinus-Triangle.....  | 151        |
| B.2.3. Réalisation d'une MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire.....   | 152        |
| <b>ANNEXE C : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN HACHEUR SERIE .....</b>   | <b>157</b> |
| <b>ANNEXE D : IDENTIFICATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE SYNCHRONE ...</b>   | <b>159</b> |

|   |            |
|---|------------|
| <b>D.1. Plaque signalétique de la machine synchrone.....</b>                                  | <b>159</b> |
| <b>D.2. Identification des paramètres du modèle de Park de la machine synchrone .....</b>     | <b>159</b> |
| D.2.1. Identification des résistances statorique et rotorique .....                           | 159        |
| D.2.2. Identification de la mutuelle $M_{sr}$ .....   | 159        |
| D.2.3. Identification des inductances $L_{sd}$ et $L_{sq}$ .....                              | 161        |
| D.2.3.1. Première méthode d'identification des inductances $L_{sd}$ et $L_{sq}$ .....         | 164        |
| D.2.3.2. Deuxième méthode d'identification des inductances $L_{sd}$ et $L_{sq}$ .....         | 165        |
| D.2.3.3. Mise en œuvre expérimentale des méthodes d'identification de $L_{sd}$ et $L_{sq}$ .. | 166        |
| <b>ANNEXE E : CARTES ELECTRONIQUES DU DISPOSITIF EXPERIMENTAL .....</b>                       | <b>169</b> |
| <b>E.1. Carte d'acquisition.....</b>  | <b>169</b> |
| E.1.1. Schéma de principe .....   | 170        |
| E.1.2. Mesure des courants .....  | 171        |
| E.1.3. Mesure de la tension du bus continu .....  | 172        |
| E.1.4. Montage de la carte d'acquisition .....  | 172        |
| <b>E.2. Carte de conversion analogique numérique .....</b>                                    | <b>173</b> |
| E.2.1. Montage de conversion A/N pour l'acquisition des courants .....                        | 173        |
| E.2.2. Montage de conversion A/N pour l'acquisition de la tension du bus continu ....         | 175        |
| <b>E.3. Carte de traitement des signaux de commande.....</b>                                  | <b>176</b> |
| <b>E.4. Carte de conversion numérique analogique .....</b>                                    | <b>177</b> |
| <b>ANNEXE F : MODULE DE LA LIAISON SERIE UART .....</b>                                       | <b>179</b> |
| <b>F.1. Principe de fonctionnement de la liaison série.....</b>                               | <b>179</b> |
| <b>F.2. Module UART .....</b>   | <b>180</b> |
| <b>F.3. Fixation du Baudrate .....</b>  | <b>182</b> |
| <b>ANNEXE G : CALAGE DU ROTOR DE LA MACHINE SYNCHRONE .....</b>                               | <b>183</b> |
| <b>G.1. Effet de l'erreur de mesure de la position.....</b>                                   | <b>183</b> |
| <b>G.2. Calage de l'axe directe sur le rotor de la machine synchrone.....</b>                 | <b>183</b> |
| <b>ANNEXE H : REPRESENTATIONS A VIRGULE FIXE .....</b>  | <b>187</b> |
| <b>H.1. Représentation entière non signée .....</b>   | <b>187</b> |
| <b>H.2. Représentation entière signée.....</b>  | <b>187</b> |

|  |            |
|--|------------|
| <b>H.3. Représentation fractionnaire .....</b> | <b>187</b> |
| <b>H.4. Représentation à virgule fixe.....</b> | <b>188</b> |
| <b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>                     | <b>189</b> |

# Table des figures

## Chapitre 1

|  |    |
|--|----|
| 1.1. Structure générale de commande de machines électriques .....  | 5  |
| 1.2. Techniques de contrôle du courant des machines électriques.....                                       | 8  |
| 1.3. Différence des capacités de calcul entre les solutions logicielles et matérielles.....                | 10 |
| 1.4. Description de l'architecture générique d'un FPGA.....  | 11 |
| 1.5. Structure d'une cellule logique .....   | 12 |
| 1.6. Programmation d'un FPGA .....   | 12 |
| 1.7. Bibliothèque spécifique de modules réutilisables pour la commande de machines électriques.....        | 15 |
| 1.8. Développement des GFD .....   | 17 |
| 1.9. Graphes de l'algorithme de la transformation de Clarke (a) GFD (b) GFDF .....                         | 18 |
| 1.10. Architectures des modules de la transformation de Clarke obtenues à partir du (a) GFD (b) GFDF ..... | 18 |
| 1.11. (a) Structure générale de l'architecture d'un module (b) Diagramme temporel correspondant .....      | 19 |
| 1.12. Architecture d'un module du troisième niveau hiérarchique de la bibliothèque .....                   | 19 |
| 1.13. Procédure "Hardware in the loop".....  | 20 |
| 1.14. Dispositif expérimental du banc d'essais .....   | 21 |
| 1.15. Dispositif expérimental du banc d'essais .....   | 22 |
| 1.16. La carte FPGA Spartan 3 XC3s400-PQ208.....   | 24 |
| 1.17. Amplification des signaux de commande .....  | 25 |
| 1.18. Interfaces graphiques pour l'envoi des consignes de référence vers le FPGA .....                     | 26 |
| 1.19. Détermination de la position électrique du rotor.....  | 27 |
| 1.20. Structure générale des architectures de commande.....  | 27 |

## Chapitre 2

|   |    |
|---|----|
| 2.1. Caractéristique de commutation d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux .....   | 31 |
| 2.2. (a) Stratégie de contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants.....   | 31 |
| 2.3. Diagramme de commutation d'un contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants ..  | 32 |
| 2.4. Exemple d'évolution du vecteur erreur courant.....   | 32 |
| 2.5. Diagramme de commutation du contrôle par hystérésis à trois niveaux dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) .....   | 34 |
| 2.6. Sélection du vecteur tension à appliquer selon l'erreur sur la deuxième et troisième phase pour le cas ( $C_\alpha, C_\beta$ )=(0,-1) .....  | 35 |
| 2.7. Stratégie de contrôle par hystérésis dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) du vecteur courant statorique ....   | 36 |
| 2.8. Architecture de la commande par hystérésis à régulateurs indépendants .....  | 37 |
| 2.9. Architecture de la commande par hystérésis dans le plan ( $\alpha, \beta$ ).....   | 37 |
| 2.10. (a) Diagramme temporel de l'architecture de la commande par hystérésis à régulateurs indépendants (b) Diagramme temporel de l'architecture de la commande par hystérésis dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) (c) Temps de calcul des différents modules de l'architecture de commande par hystérésis à régulateurs indépendants (d) Temps de calcul des différents modules de l'architecture de commande par hystérésis dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) ..... | 38 |
| 2.11. Allure des courants statoriques $i_{s1}$ et $i_{s2}$ ( $E=540V, T_e=2.4\mu s, T_{ex}=2.76\mu s$ ) (a-b) Demi largeur de bande égale à 0.4 A (c) Demi largeur de bande égale à 0.2 A .....   | 40 |

|   |    |
|---|----|
| 2.12. (E=540V, $T_e=2.4\mu s$ , $T_{ex}=2.76\mu s$ ) Lieu du vecteur courant statorique pour une demi largeur de bande égale à (a) 0.4 A (b) 0.2 A (c) 0.1 A.....   | 40 |
| 2.13. (E=540V, $T_e=2.4\mu s$ , $T_{ex}=2.76\mu s$ ) (a) Allure de $i_{s1}$ et de $\Delta i_{s1}$ (b) Allure des erreurs courants $\Delta i_{s1}$ et $\Delta i_{s2}$ (c) Allure du lieu du vecteur erreur courant.....  | 41 |
| 2.14. Réponses à des échelons sur la référence $i_{sq}^*$ (de $+I_{sn}$ à $-I_{sn}$ et de $-I_{sn}$ à $+I_{sn}$ ) (E=540V, $T_e=2.4\mu s$ , $T_{ex}=2.76\mu s$ ) (a) Allure des courants $i_{s1}$ et $i_{s2}$ (b-c) Allure des courants $i_{sd}$ et $i_{sq}$ (d-e) Allure des courants $i_{sq}$ et $i_{s1}$ .....   | 41 |
| 2.15. Allure des courants statoriques $i_{s1}$ et $i_{s2}$ (E=540V, $T_e=2.4\mu s$ , $T_{ex}=2.98\mu s$ ) (a-c) $\Delta h_\alpha=\Delta h_\beta=0.8$ A (b-d) $\Delta h_\alpha=\Delta h_\beta=0.4$ A .....   | 42 |
| 2.16. Lieu du vecteur courant statorique (E=540V, $T_e=2.4\mu s$ , $T_{ex}=2.98\mu s$ ) (a) $\Delta h_\alpha=\Delta h_\beta=0.8$ A (b) $\Delta h_\alpha=\Delta h_\beta=0.4$ A (c) $\Delta h_\alpha=\Delta h_\beta=0.2$ A .....  | 42 |
| 2.17. Allure des courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ (E=540V, $T_e=2.4\mu s$ , $T_{ex}=2.98\mu s$ , $\Delta h_\alpha=\Delta h_\beta=0.8$ A) .....  | 42 |
| 2.18. (E=540V, $T_e=2.4\mu s$ , $T_{ex}=2.98\mu s$ , $\Delta h_\alpha=\Delta h_\beta=0.8$ A) (a) Allure de $i_{s\alpha}$ et $\Delta i_{s\alpha}$ (b) Allure de $i_{s\beta}$ et $\Delta i_{s\beta}$ (c) Allure des erreurs de courant $\Delta i_{s\alpha}$ et $\Delta i_{s\beta}$ (d) Allure du lieu du vecteur erreur de courant .....                                      | 43 |
| 2.19. Réponses à des échelons sur la référence $i_{sq}^*$ (de $+I_{sn}$ à $-I_{sn}$ et de $-I_{sn}$ à $+I_{sn}$ ) (E=540V, $T_e=2.4\mu s$ , $T_{ex}=2.98\mu s$ ) (a) Allure des courants $i_{s1}$ et $i_{s2}$ (b-c) Allure des courants $i_{sd}$ et $i_{sq}$ (d-e) Allure des courants $i_{sq}$ et $i_{s1}$ .....   | 43 |
| 2.20. Organisation temporelle avec $T_e=T_{ex}=50\mu s$ .....   | 44 |
| 2.21. Résultats expérimentaux du mode de fonctionnement dégradé de la stratégie de contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants (E=540V, $T_e=T_{ex}=50\mu s$ ) (a-b) Allure de $i_{s1}$ et de $\Delta i_{s1}$ (c) Allure des erreurs courants $\Delta i_{s1}$ et $\Delta i_{s2}$ .....   | 44 |
| 2.22. Résultats expérimentaux du mode de fonctionnement dégradé de la stratégie de contrôle par hystérésis dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) (E=540V, $T_e=T_{ex}=50\mu s$ ) (a-b) Allure de $i_{s\alpha}$ et de $\Delta i_{s\alpha}$ (c) Allure de $i_{s\beta}$ et de $\Delta i_{s\beta}$ (d) Allure des erreurs courants $\Delta i_{s\alpha}$ et $\Delta i_{s\beta}$ ..... | 45 |
| 2.23. Mode de fonctionnement pour des stratégie de contrôle ON/OFF pour (a) $T_e=T_{ex}=50\mu s$ (b) $T_e=t_{A/N}$ et $T_{ex}$ de l'ordre de quelques microsecondes .....   | 45 |
| 2.24. (a) Stratégie de contrôle ON/OFF à régulateurs indépendants et à fréquence de commutation limitée (b) Contrôle de l'échantillonneur bloqueur.....   | 47 |
| 2.25. Stratégie de contrôle ON/OFF dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) à fréquence de commutation limitée .  | 47 |
| 2.26. (a) Diagramme temporel de l'architecture de la stratégie de contrôle ON/OFF à régulateurs indépendants et à fréquence de commutation limitée (b) Diagramme temporel de l'architecture de la stratégie de contrôle ON/OFF dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) à fréquence de commutation limitée .....  | 49 |
| 2.27. Allure des courants statoriques $i_{s1}$ et $i_{s2}$ (E=540V, $T_{ex}=2.76\mu s$ ) (a-b) $F_e=5$ kHz (c-d) $F_e=10$ kHz (e-f) $F_e=20$ kHz .....  | 50 |
| 2.28. Lieu du vecteur courant statorique pour (E=540V, $T_{ex}=2.76\mu s$ ) (a) $F_e=5$ kHz (b) $F_e=10$ kHz (c) $F_e=20$ kHz .....   | 50 |
| 2.29. Réponses à des échelons sur la référence $i_{sq}^*$ (de $+I_{sn}$ à $-I_{sn}$ et de $-I_{sn}$ à $+I_{sn}$ ) (E=540V, $T_{ex}=2.76\mu s$ ) (a) Allure des courants $i_{s1}$ et $i_{s2}$ (b-c) Allure des courants $i_{sd}$ et $i_{sq}$ (d-e) Allure des courants $i_{sq}$ et $i_{s1}$ .....  | 51 |
| 2.30. (E=540V, $T_{ex}=2.76\mu s$ ) (a-b) Allure des tensions simples $V_{s1}$ et $V_{s2}$ (a) $\omega=2\omega_n/3$ (b) $\omega=\omega_n/3$ (c) Lieu du vecteur tension statorique .....  | 51 |
| 2.31. Allure des courants statoriques $i_{s1}$ et $i_{s2}$ (E=540V, $T_{ex}=2.98\mu s$ ) (a-b) $F_e=5$ kHz (c-d) $F_e=10$ kHz (e-f) $F_e=20$ kHz .....  | 52 |
| 2.32. Lieu du vecteur courant statorique pour (E=540V, $T_{ex}=2.98\mu s$ ) (a) $F_e=5$ kHz (b) $F_e=10$ kHz (c) $F_e=20$ kHz .....   | 53 |

|   |    |
|---|----|
| 2.33. Réponses à des échelons sur la référence $i_{sq}^*$ (de $+I_{sn}$ à $-I_{sn}$ et de $-I_{sn}$ à $+I_{sn}$ ) ( $E=540V, T_{ex}=2.98\mu s$ ) (a) Allure des courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ (b) Allure des courants $i_{s1}$ et $i_{s2}$ (c-d) Allure des courants $i_{sd}$ et $i_{sq}$ (e-f) Allure des courants $i_{sq}$ et $i_{s1}$ ..... | 53 |
| 2.34. Allure du courant $i_{s1}$ pour $T_e=100\mu s$ et $T_{ex}=50\mu s$ (a) Stratégie de contrôle ON/OFF à régulateurs indépendants et à fréquence de commutation limitée (b) Stratégie de contrôle ON/OFF dans le plan $(\alpha, \beta)$ à fréquence de commutation limitée .....   | 54 |
| 2.35. Evolution du courant $i$ avec une stratégie de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée (a) $T_e=100\mu s$ et $T_{ex}=50\mu s$ (b) $T_e=100\mu s$ et $T_{ex}$ de quelques microsecondes .....   | 54 |

## Chapitre 3

|   |    |
|---|----|
| 3.1. Structure typique d'une stratégie de contrôle prédictif du courant .....   | 57 |
| 3.2. (a) Contrôle prédictif à fréquence de commutation minimale (Contour limite:Cercle) (b) Exemples de contours limites .....  | 58 |
| 3.3. (a) Prédiction du vecteur erreur courant $(\bar{\Delta} i_{sdq}^j [k+1])_{(j=0..7)}$ (b) Exemple des différentes possibilités de prédiction .....  | 62 |
| 3.4. Principe du contrôle prédictif .....   | 62 |
| 3.5. Résultats de simulation de la stratégie de contrôle prédictive ( $E=540V, T_e=100\mu s$ ) (a) Allures des courants statoriques $i_{s1}, i_{s2}$ et $i_{s3}$ (b) Allure des courants $i_{sd}$ et $i_{sq}$ .....   | 63 |
| 3.6. Architecture de la commande prédictive .....   | 63 |
| 3.7. (a) Diagramme temporel de l'architecture de commande prédictive (b) Temps de calcul des différents modules de l'architecture de commande prédictive .....  | 64 |
| 3.8. Détermination de la période d'échantillonnage $T_k$ .....  | 67 |
| 3.9. Evolution des deux bits les moins significatifs ( $\theta_{m0}$ et $\theta_{m1}$ ) pour un sens de rotation (a) positif (b) négatif .....  | 68 |
| 3.10. Architecture du module de l'estimateur de vitesse .....   | 69 |
| 3.11. ( $E=540V, T_{ex}=4.62\mu s$ ) (a) Allure des courants $i_{s1}$ et $i_{s2}$ (b) Allure du courant $i_{s1}$ (c) Lieu du vecteur courant statorique .....   | 70 |
| 3.12. Réponses à des échelons sur la référence $i_{sq}^*$ (de $+I_{sn}$ à $-I_{sn}$ et de $-I_{sn}$ à $+I_{sn}$ ) ( $E=540V, T_{ex}=4.62\mu s$ ) (a) Allure des courants $i_{s1}$ et $i_{s2}$ (b-c) Allure des courants $i_{sd}$ et $i_{sq}$ (d-e) Allure des courants $i_{sq}$ et $i_{s1}$ ..... | 70 |
| 3.13. ( $E=540V, T_{ex}=4.62\mu s$ ) (a) Allure des tensions $V_{s1}$ et $U_{23}$ (b) Lieu du vecteur tension statorique .....  | 71 |

## Chapitre 4

|  |    |
|--|----|
| 4.1. (a) Schéma fonctionnel de la commande par MLI du bras $i$ de l'onduleur de tension (b) Principe de fonctionnement d'une commande par MLI .....  | 74 |
| 4.2. (a) Rafraîchissement de la tension de référence $V_{io}^*$ pour une MLI sans adjonction de la composante homopolaire (b) Rafraîchissement de la tension de référence $V_{io}^*$ pour une MLI vectorielle avec adjonction de la composante homopolaire ..... | 76 |
| 4.3. Modélisation d'une machine synchrone (a) sur l'axe $d$ (b) sur l'axe $q$ .....  | 77 |
| 4.4. Boucles de régulation des courants $i_{sd}$ et $i_{sq}$ .....   | 77 |
| 4.5. Boucles de régulations simplifiées des courants $i_{sd}$ et $i_{sq}$ .....  | 78 |
| 4.6. Schéma de principe du réglage des composantes $d$ et $q$ du vecteur courant statorique par des régulateurs PI .....   | 79 |
| 4.7. Schéma de principe du réglage des composantes $d$ et $q$ du vecteur courant statorique par des régulateurs PI avec compensation des termes de forces électromotrices .....  | 80 |

|       |   |    |
|-------|---|----|
| 4.8.  | Résultats de simulation de la régulation par des régulateurs PI des composantes $i_{sd}$ et $i_{sq}$ du vecteur courant statorique lors de l'application d'échelons de sur la référence $i_{sq}^*$ (de 0 à $+I_{sn}$ et de $+I_{sn}$ à $-I_{sn}$ ) et sur la référence $i_{sd}^*$ (de 0 à -0.5 A) (Fréquence MLI=1 kHz, E=540V) (a) Evolution des courants $i_{sd}$ et $i_{sq}$ (b) Evolution des courants statoriques (c) Allure de $V_{s1}$ ..... | 80 |
| 4.9.  | Architecture de la commande par régulateurs PI .....  | 81 |
| 4.10. | (a) Diagramme temporel de l'architecture de la commande par régulateurs PI (b) Temps de calcul des différents modules de l'architecture de commande par régulateurs PI.....   | 82 |
| 4.11. | Fonctionnement de la MLI avec des solutions logicielles .....   | 83 |
| 4.12. | Fonctionnement de la MLI avec échantillonnage régulier pour des solutions FPGA (a) Cas d'une MLI Sinus-triangle sans adjonction d'homopolaire (b) Cas d'une MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire .....   | 84 |
| 4.13. | Fonctionnement sur cible FPGA d'une MLI Sinus-triangle avec échantillonnage régulier et synchronisé .....   | 85 |
| 4.14. | Fonctionnement sur cible FPGA d'une MLI Sinus-triangle avec échantillonnage régulier et non synchronisé.....  | 85 |
| 4.15. | Allure du courant statorique $i_{s1}$ avec une MLI sinus triangle (E=540V) (a-b-c) Echantillonnage régulier et synchronisé avec $T_e=T_{MLI}/2$ (a) Fréquence MLI=1 kHz (b) Fréquence MLI=1.5 kHz (c) Fréquence MLI=3 kHz (d-e-f) Echantillonnage régulier et non synchronisé avec $T_e=5\mu s$ (d) Fréquence MLI=1 kHz (e) Fréquence MLI=1.5 kHz (f) Fréquence MLI=3 kHz.....  | 86 |
| 4.16. | Etats de commutation des signaux de commande $C_1$ et $C_2$ pour une MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire .....  | 87 |
| 4.17. | Filtrage des signaux de commande $C_1$ et $C_2$ pour un fonctionnement avec une MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire .....   | 87 |
| 4.18. | Allure des courants statoriques $i_{s1}$ et $i_{s2}$ et lieu du vecteur courant statorique ( $i_{sq}^*=I_{sn}$ , $i_{sd}^*=0$ et E=540V) (a) Fréquence MLI=1 kHz (b) Fréquence MLI=1.5 kHz (c) Fréquence MLI=3 kHz.....   | 89 |
| 4.19. | Réponse à des échelons sur les références $i_{sd}^*$ et $i_{sq}^*$ (E=540V) (a) Allure des courants $i_{s1}$ et $i_{s2}$ pour Fréquence MLI=1 kHz (b) Allure des courants $i_{s1}$ et $i_{s2}$ pour Fréquence MLI=3 kHz (c) Allure des réponses des courants $i_{sd}$ et $i_{sq}$ .....   | 88 |
| 4.20. | (a) Allure des tensions $V_{s1}$ et $U_{23}$ (c) Lieu du vecteur tension statorique.....  | 89 |

## Chapitre 5

|      |  |     |
|------|--|-----|
| 5.1. | Hacheur quatre quadrants alimentant une charge RLE commandé par mode de glissement.....  | 91  |
| 5.2. | Structure de régulation par changement de retour d'état .....  | 92  |
| 5.3. | Structure de régulation par commutation des interrupteurs .....  | 92  |
| 5.4. | Structure de régulation par ajout du vecteur contrôle équivalent.....  | 93  |
| 5.5. | (a) Schéma bloc d'une commande directe par mode de glissement du courant d'une charge RLE (b) Régions définies par la fonction de commutation $S(i)$ ..... | 93  |
| 5.6. | Trajectoire caractérisant une commande directe par mode de glissement (a) Fonctionnement continu (b) Fonctionnement discret.....                           | 94  |
| 5.7. | Evolution du courant $i$ selon le signe de $i^*$ , $S(i)$ et $\dot{S}(i)$ .....  | 96  |
| 5.8. | Schéma bloc d'une commande indirecte par mode de glissement du courant de la charge RLE .....  | 99  |
| 5.9. | Trajectoire caractérisant une commande indirecte par mode de glissement (a) Fonctionnement continu (b) Fonctionnement discret .....                        | 100 |



|   |     |
|---|-----|
| 5.10. Lieu des dérivées des fonctions de commutation ( $E = 540V$ , $\Phi_s = \Phi_{sn}$ , $\theta_{dq} = 0$ )<br>(a) $\omega_{dq} = 0.5\omega_n$ (b) $\omega_{dq} = -0.5\omega_n$ .....  | 103 |
| 5.11. Caractéristiques de commutation des comparateurs à signe de(a) La fonction de commutation $S_{isd}$ (b) La fonction de commutation $S_{isq}$ .....  | 104 |
| 5.12. (a) Décomposition en six secteurs ( $i = 0..5$ ) du lieu d'évolution de l'axe d<br>Lieu des dérivées des fonctions de commutation lorsque l'axe d est placé au milieu du<br>(b) Secteur $i = 0$ ( $\theta_{dq} = 0$ ) (c) Secteur $i = 1$ ( $\theta_{dq} = \pi/3$ ) (d) Secteur $i = 2$ ( $\theta_{dq} = 2\pi/3$ )<br>(e) Secteur $i = 3$ ( $\theta_{dq} = \pi$ ) (f) Secteur $i = 4$ ( $\theta_{dq} = 4\pi/3$ ) (g) Secteur $i = 5$ ( $\theta_{dq} = 5\pi/3$ )...                      | 106 |
| 5.13. Evolution du lieu des dérivées des fonctions de commutation lors de la variation de<br>l'angle $\theta_{dq}$ (a) $\omega_{dq} = 0.5\omega_n$ (b) $\omega_{dq} = -0.5\omega_n$ .....   | 106 |
| 5.14. Schéma bloc de la commande directe par mode de glissement du vecteur courant<br>statorique exprimé dans le plan dq.....   | 108 |
| 5.15. Résultats de simulation de la commande directe par mode de glissement lors de<br>l'application d'échelons sur la référence $i_{sq}^*$ (de $+I_{sn}$ à $-I_{sn}$ et de $-I_{sn}$ à $+I_{sn}$ ) ( $E=540V$ ,<br>$T_e=100\mu s$ )<br>(a) Evolution<br>des courants statoriques (b) Evolution des courants $i_{sd}$ et $i_{sq}$ (c) Evolution des<br>composantes $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ (d) Lieu du vecteur courant statorique dans le plan $(\alpha, \beta)$ .....                  | 109 |
| 5.16. Architecture de la commande directe par mode de glissement.....   | 110 |
| 5.17. (a) Diagramme temporel de l'architecture de la commande directe par mode de<br>glissement (b) Temps de calcul des différents modules de l'architecture de commande<br>directe par mode de glissement.....   | 111 |
| 5.18. (a) Allure des courants $i_{s1}$ et $i_{s2}$ (b) Allure du courant $i_{s1}$ (c) Allure des composantes $i_{s\alpha}$ et<br>$i_{s\beta}$ (d) Lieu du vecteur courant statorique.....   | 112 |
| 5.19. Réponses à des échelons sur la référence $i_{sq}^*$ (de $+I_{sn}$ à $-I_{sn}$ et de $-I_{sn}$ à $+I_{sn}$ )<br>( $E=540V$ , $T_e=100\mu s$ , $T_{ex}=2.86\mu s$ ) (a) Allure des courants $i_{s1}$ et $i_{s2}$ (b-c) Allure des<br>courants $i_{sd}$ et $i_{sq}$ (d-e) Allure des courants $i_{sq}$ et $i_{s1}$ .....   | 112 |
| 5.20. (a-b) Allure des tensions simples $V_{s1}$ et $V_{s2}$ (a) $\omega=2\omega_n/3$ (b) $\omega=\omega_n/3$ (c) Lieu du vecteur<br>tension statorique.....  | 113 |
| 5.21. (a) Détermination de $V_{sd}^*$ (b) Détermination de $V_{sq}^*$ (c) Schéma bloc de la commande<br>indirecte par mode de glissement du vecteur courant statorique d'une machine<br>synchrone.....  | 115 |
| 5.22. Résultats de simulation de la commande indirecte par mode de glissement lors de<br>l'application d'échelon de courant $+I_{sn}$ et $-I_{sn}$ sur $i_{sq}^*$ ( $E=540V$ , Fréquence MLI=5kHz)<br>( $K_d=300$ , $Q_d=300$ , $K_q=300$ et $Q_q=300$ ) (a) Evolution des courants statoriques (b)<br>Evolution des courants $i_{sd}$ et $i_{sq}$ (c) Evolution des composantes $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ (d) Lieu du<br>vecteur courant statorique dans le plan $(\alpha, \beta)$ ..... | 116 |
| 5.23. (Fréquence MLI=5kHz, $E=540V$ ) ( $K_d=300$ , $Q_d=300$ , $K_q=300$ et $Q_q=300$ ) (a) Allure de la<br>tension de référence $V_{sd}^*$ (b) Allure de la tension de référence $V_{sq}^*$ (c) Allure de la<br>tension de référence $V_{s1}^*$ (d) Allure la tension de référence $V_{s2}^*$ (e) Allure de la tension<br>simple $V_{s1}$ (f) Allure la tension simple $V_{s2}$ .....   | 117 |
| 5.24. Architecture de la commande indirecte par mode de glissement.....   | 118 |
| 5.25. (a) Diagramme temporel de l'architecture de la commande indirecte par mode de<br>glissement (b) Temps de calcul des différents modules de l'architecture de commande<br>indirecte par mode de glissement.....   | 120 |
| 5.26. Allure des tensions de référence ( $i_{sq}^*=I_{sn}$ , $i_{sd}^*=0$ ) ( $K_d=300$ , $Q_d=300$ , $K_q=300$ et $Q_q=300$ )<br>(a) Allure des tensions $V_{sd}^*$ et $V_{sq}^*$ (b) Allure des tensions $V_{s1}^*$ et $V_{s2}^*$ (c) Allure des<br>tensions $V_{s1}$ et $V_{s2}$ .....   | 120 |
| 5.27. Allure des courants statoriques $i_{s1}$ et $i_{s2}$ et lieu du vecteur courant statorique ( $i_{sq}^*=I_{sn}$ ,<br>$i_{sd}^*=0$ et $E=540V$ ) ( $K_d=300$ , $Q_d=300$ , $K_q=300$ et $Q_q=300$ ) (a) Fréquence MLI=1.5kHz (b)<br>Fréquence MLI=3kHz (c) Fréquence MLI=6kHz.....  | 121 |

|  |     |
|--|-----|
| 5.28. Allure de la réponse des courants $i_{sd}$ et $i_{sq}$ à des échelons sur la référence $i_{sq}^*$ (de $+I_{sn}$ à $-I_{sn}$ et de $-I_{sn}$ à $+I_{sn}$ ) ( $E=540V, T_e=T_{MLI}/2, T_{ex}=3.5\mu s$ ) (a-b) Fréquence MLI=3kHz (b-c) Fréquence MLI=6kHz.....  | 121 |
| 5.29. Réponse à des échelons sur la référence $i_{sq}^*$ (de $+I_{sn}$ à $-I_{sn}$ et de $-I_{sn}$ à $+I_{sn}$ ) ( $E=540V, T_e=T_{MLI}/2, T_{ex}=3.5\mu s$ ) (a) Allure des courants $i_{s1}$ et $i_{s2}$ pour Fréquence MLI=3kHz (b) Allure des courants $i_{s1}$ et $i_{s2}$ pour Fréquence MLI=6kHz (c-d) Allure des courants $i_{s1}$ et $i_{sq}$ pour Fréquence MLI=3kHz (e-f) Allure des courants $i_{s1}$ et $i_{sq}$ pour Fréquence MLI=6kHz..... | 122 |

## Conclusion Générale

|  |     |
|--|-----|
| Schéma de principe de la commande par mode de glissement reconfigurable..... | 133 |
|--|-----|

|   |     |
|---|-----|
| Réponse à des échelons sur la référence $i_{sq}^*$ (de $+I_{sn}$ à $-I_{sn}$ et de $-I_{sn}$ à $+I_{sn}$ ) ( $E=540V$ , Fréquence MLI=6 kHz pour la commande indirecte par mode de glissement, Fréquence d'échantillonnage $F_e=12$ kHz pour la commande directe par mode de glissement) (a) Allure des courants $i_{s1}$ et $i_{s2}$ (b) Allure de $i_{s1}$ et du signal de commande (c-d) Allure de $i_{sq}$ et du signal sélection commande..... | 134 |
|---|-----|

|  |     |
|--|-----|
| Résultats expérimentaux du contrôle de vitesse (a-b) Transitoire de la vitesse (Pente 100 rad/s) (c-f) Allure des courants $i_{s1}$ et $i_{s2}$ (d) Réponse à un échelon de couple de référence..... | 135 |
|--|-----|

## Annexe A

|  |     |
|--|-----|
| A.1. Représentation schématique d'une machine synchrone à pôles saillants et à rotor bobiné.....   | 137 |
| A.2. Représentation schématique d'une machine synchrone à pôles saillants et à rotor bobiné exprimée par (a) un système biphasé (b) un vecteur spatial.....                                      | 139 |
| A.3. Représentation schématique d'une machine synchrone à pôles saillants et à rotor bobiné dans un système de coordonnées commun exprimé par (a) un système biphasé (b) un vecteur spatial..... | 141 |
| A.4. Modèle de Park d'une machine synchrone.....   | 144 |

## Annexe B

|   |     |
|---|-----|
| B.1. Schéma de principe d'un onduleur de tension alimentant une charge triphasée équilibrée.....                      | 147 |
| B.2. Représentation spatiale des vecteurs de tension fournis par l'onduleur de tension.....                           | 149 |
| B.3. Schéma de principe de la MLI avec adjonction d'homopolaire.....  | 152 |
| B.4. Description des états de commutation pour une MLI vectorielle centrée avec phases de roue libre équilibrées..... | 154 |
| B.5. (a) Tensions $V_{in}^*(t)_{(i=1,2,3)}$ et $V_{no}^*(t)$ (b) Tensions $V_{io}^*(t)_{(i=1,2,3)}$ .....             | 156 |
| B.6. Schéma de principe de la MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire.....                                      | 156 |

## Annexe C

|  |     |
|--|-----|
| C.1. Schéma de principe d'un hacheur série alimentant une charge RL..... | 157 |
| C.2. Formes d'ondes d'un hacheur série alimentant une charge RL.....     | 157 |
| C.3. Schéma de principe de la commande du hacheur série.....             | 158 |

## Annexe D

|   |     |
|---|-----|
| D.1. Montage de l'essai à vide .....  | 159 |
| D.2. Allure de la FEM pour un fonctionnement en alternateur à vide.....   | 160 |
| D.3. Résultats expérimentaux de l'identification de $M_{sr}$ en fonction de $i_{rd}$ .....  | 161 |
| D.4. Réponse à un échelon $i_{sd}^* = I_{sn}$ ( $E = E_{isd\_min}, \theta_{dq} = 0$ ) .....   | 164 |
| D.5. Réponse à un échelon $i_{sq}^* = I_{sn}$ ( $E = E_{isq\_min}, \theta_{dq} = 0$ ) .....   | 164 |
| D.6. ( $E = 200\text{ V}, \theta_{dq} = 0$ ) (a) Réponse à un échelon $i_{sd}^* = I_{sn}$ (a) Réponse à un échelon $i_{sq}^* = I_{sn}$ .  | 165 |
| D.7. Dispositif expérimental mis en œuvre pour l'identification de $L_{sd}$ et $L_{sq}$ .....   | 166 |
| D.8. Résultats expérimentaux de la réponse à un échelon $i_{sd}^* = I_{sn}$ ( $E = E_{isd\_min}, \theta_{dq} = 0$ ) .....                 | 166 |
| D.9. Résultats expérimentaux de la réponse à un échelon $i_{sq}^* = I_{sn}$ ( $E = E_{isq\_min}, \theta_{dq} = 0$ ) .....                 | 166 |
| D.10. ( $E = 200\text{ V}, \theta_{dq} = 0$ ) (a) Réponse à un échelon $i_{sd}^* = I_{sn}$ (a) Réponse à un échelon $i_{sq}^* = I_{sn}$ . | 167 |
| D.11. Résultats expérimentaux de l'évolution de $L_{sd}$ et $L_{sq}$ en fonction de l'amplitude du courant statorique .....               | 168 |

## Annexe E

|  |     |
|--|-----|
| E.1. Carte ARCTU3I .....   | 169 |
| E.2. Entrées/Sorties de la carte d'acquisition .....   | 169 |
| E.3. Schéma de principe de la carte d'acquisition .....  | 170 |
| E.4. Principe de fonctionnement du capteur LEM .....   | 171 |
| E.5. Architecture d'une voie de mesure de courant.....   | 171 |
| E.6. Montage de la carte d'acquisition .....   | 172 |
| E.7. Montage suiveur .....   | 173 |
| E.8. Montage soustracteur différentiel.....  | 173 |
| E.9. Convertisseur analogique numérique AD9221 .....   | 174 |
| E.10. Format des données de sortie .....   | 174 |
| E.11. Contrôle de la conversion analogique numérique .....                                     | 174 |
| E.12. Montage du convertisseur AD9221 .....  | 175 |
| E.13. Montage de A/N pour l'acquisition des courants .....                                     | 175 |
| E.14. Montage de A/N pour l'acquisition de la tension du bus continu .....                     | 176 |
| E.15. Schéma éclaté d'un étage d'adaptation de niveau de tension d'un signal de commande ..... | 176 |
| E.16. Convertisseur numérique analogique AD9760 .....  | 177 |
| E.17. Contrôle de la conversion numérique analogique .....                                     | 177 |
| E.18. Montage de conversion numérique analogique.....  | 178 |

## Annexe F

|   |     |
|---|-----|
| F.1. Liaison série entre deux dispositifs .....                   | 179 |
| F.2. Format d'une trame de données envoyée par liaison série..... | 179 |
| F.3. Module de transmission des données .....                     | 180 |
| F.4. Module de réception des données .....                        | 180 |
| F.5. Module UART.....   | 181 |

## Annexe G

|  |     |
|--|-----|
| G.1. Effet de l'erreur de mesure de position sur la régulation des courants $i_{sd}$ et $i_{sq}$ ..... | 183 |
| G.2. Représentation des enroulements d'une machine synchrone à rotor bobiné .....                      | 183 |
| G.3. Essai en génératrice pour la détermination de l'angle d'offset .....                              | 184 |

|   |     |
|---|-----|
| G.4. Alignement de l'axe d avec le rotor de la machine synchrone.....   | 185 |
| G.5. Position $\theta_{dq}$ estimée avec son bit le plus significatif (a) sans ajout de $\theta_{offset}$ (b) avec ajout de $\theta_{offset}$ ..... | 185 |

## **Annexe H**

|  |     |
|--|-----|
| H.1. Représentation avec un format (m+n)/Qn..... | 188 |
|--|-----|

# Liste des tableaux

## Chapitre 2

|   |    |
|---|----|
| 2.1. Table de commutation selon l'état logique des signaux $C_\alpha$ et $C_\beta$ .....            | 34 |
| 2.2. Table de commutation simplifiée selon l'état logique des signaux $C_\alpha$ et $C_\beta$ ..... | 36 |
| 2.3. Performances de l'architecture de commande par hystérésis à régulateurs indépendants .....     | 38 |
| 2.4. Performances de l'architecture de commande par hystérésis dans le plan $(\alpha, \beta)$ ..... | 39 |
| 2.5. Taux de distorsion harmonique en fonction de la fréquence d'échantillonnage.....               | 49 |
| 2.6. Taux de distorsion harmonique en fonction de la fréquence d'échantillonnage.....               | 53 |

## Chapitre 3

|   |    |
|---|----|
| 3.1. Vecteurs tension disponibles en fonction de l'état des signaux de commande $C_1, C_2$ et $C_3$ ..... | 60 |
| 3.2. Performances de l'architecture de commande prédictive .....  | 64 |
| 3.3. Format de la position numérique générée par un codeur absolu N bits .....                            | 65 |
| 3.4. Détermination du sens de rotation.....   | 68 |

## Chapitre 4

|  |    |
|--|----|
| 4.1. Performances de l'architecture de commande par régulateurs PI ..... | 82 |
| 4.2. Taux de distorsion harmonique en fonction de la fréquence MLI ..... | 86 |

## Chapitre 5

|   |     |
|---|-----|
| 5.1. Table de commutation valable dans les deux sens de rotation pour le contrôle des composantes d et q du vecteur courant statorique.....             | 107 |
| 5.2. Table de commutation simplifiée valable dans les deux sens de rotation pour le contrôle des composantes d et q du vecteur courant statorique ..... | 108 |
| 5.3. Performances de l'architecture de la commande directe par mode de glissement.....  | 110 |
| 5.4. Performances de l'architecture de commande indirecte par mode de glissement.....   | 119 |

## Annexe B

|   |     |
|---|-----|
| B.1. Vecteurs de tension fournis par l'onduleur en fonction de l'état des signaux de commande ..... | 148 |
| B.2. Combinaisons réalisables du système $[V_{1o}(t), V_{2o}(t), V_{3o}(t)]^t$ .....                | 150 |

## Annexe D

|  |     |
|--|-----|
| D.1. Résultats expérimentaux de l'identification de $M_{sr}$ en fonction de $i_{rd}^*$ ..... | 160 |
| D.2. Résultats expérimentaux de l'identification de $L_{sd}$ en fonction de $i_{sd}^*$ ..... | 167 |
| D.3. Résultats expérimentaux de l'identification de $L_{sq}$ en fonction de $i_{sq}^*$ ..... | 167 |

## **Annexe E**

|  |     |
|--|-----|
| E.1. Entrées/Sorties de la carte d'acquisition .....         | 170 |
| E.2. Gammes de tension disponibles sur la carte ARCTU3I..... | 172 |

## **Annexe F**

|   |     |
|---|-----|
| F.1. Entrées/Sorties du module UART ..... | 170 |
|---|-----|

# Introduction Générale

Le thème de recherche développé dans cette thèse porte sur l'implantation d'algorithmes de commande de machines électriques. Plus particulièrement, il s'agit de montrer l'intérêt de l'utilisation des solutions matérielles pour l'implantation de ces algorithmes de commande et pour accroître sensiblement les performances de contrôle de machines électriques [Naou-07].

Les premières implantations d'algorithmes de commande de machines électriques furent réalisées avec des solutions analogiques. Ces solutions assuraient la réalisation de contrôles ayant une large bande passante et une haute résolution. Cependant, elles manquaient de fiabilité vu leur sensibilité aux perturbations et aux variations de paramètres de contrôle liées aux contraintes thermiques des circuits analogiques de contrôle. Pour remédier à ces inconvénients, les solutions numériques se sont naturellement imposées. Les premières réalisations numériques d'implantation d'algorithmes de commande de machines électriques ont été effectuées en utilisant les microcontrôleurs, les microprocesseurs et les DSP (*Digital Signal Processor*). Ces solutions numériques ont permis de résoudre les problèmes liés à l'utilisation des commandes analogiques. Par ailleurs, elles présentaient un grand intérêt économique et une meilleure flexibilité de conception. Il est à noter aussi que ces solutions numériques sont des solutions purement logicielles. En effet, les conceptions qui leurs sont associées sont conçues en utilisant des architectures prédéfinies. Le concepteur ne peut donc pas agir sur la partie matérielle de la conception, ayant accès uniquement à la partie logicielle. D'un autre côté, malgré les avantages offerts par ces solutions numériques, certains avantages offerts par les implantations analogiques sont perdus. Ceci est principalement dû au fait que la discrétisation et la quantification des algorithmes de commande à implanter, ainsi que les délais de temps de calcul détériorent les performances de contrôle en termes de rapidité de correction et de résolution de contrôle.

Avec l'avancement technologique dans le domaine de la micro-électronique, de nouvelles solutions de conception matérielles, telles que les FPGA (*Field Programmable Gate Array*) ou les ASIC (*Application Specific Integrated Circuit*) sont disponibles et peuvent être utilisées comme cibles numériques pour l'implantation des algorithmes de commande [Mon-02]. Le parallélisme inhérent de ces nouvelles solutions numériques ainsi que leurs grandes capacités de calcul font que les délais de temps de calcul sont négligeables en dépit de la complexité des algorithmes à implanter. L'utilisation de ces solutions matérielles permet donc de retrouver certaines performances analogiques tout en gardant les avantages des solutions numériques. De plus, ces solutions permettent de répondre aux nouvelles exigences des contrôles modernes. En effet, outre l'amélioration des performances de contrôle à travers la réduction des temps de calcul, le parallélisme des solutions matérielles permet d'intégrer sur une seule et unique cible plusieurs algorithmes qui assurent différentes fonctionnalités et qui peuvent travailler indépendamment les uns des autres. Il est aussi possible de tester de nouvelles techniques de contrôle à base de reconfiguration dynamique entre différentes techniques de contrôle. Par ailleurs, par rapport aux solutions logicielles, les solutions matérielles offrent au concepteur un accès à la partie architecture matérielle, puisque c'est le concepteur lui-même qui assurera sa conception. Ce nouveau degré de liberté s'est avéré bénéfique dans le domaine de commande de machines électriques puisqu'il permet de concevoir des architectures spécifiques par rapport aux besoins algorithmiques.

Néanmoins, ce nouveau degré de liberté présente d'un autre côté une difficulté de plus pour le concepteur puisque c'est à lui de mettre en œuvre l'architecture de contrôle. Et malgré les progrès amenés aux outils de CAO et aux langages de description matérielle HDL (*Hardware Description Language*) [Per-04], le développement de conceptions pour des solutions matérielles reste encore une démarche complexe, surtout lorsqu'elle est effectuée intuitivement. Pour ce faire, il est judicieux de se baser sur une approche méthodique plus



automatisée et qui repose sur une méthodologie de développement appropriée [Char-06]. Cette dernière permet de résoudre l'adéquation entre l'algorithme de commande à implanter et son architecture en vue d'effectuer une implantation optimisée en termes de ressources consommées et de temps de calcul tout en réduisant le temps de développement.

Dans le cadre de ce travail, une méthodologie de développement efficace et simple à appréhender est présentée. Cette méthodologie est principalement basée sur les notions de *modularité* et de *réutilisabilité*. La modularité a pour objectif de diviser un algorithme donné en plusieurs sous-algorithmes, et ce de façon hiérarchique et fonctionnelle qui répondent aux besoins spécifiques de l'ingénieur électrotechnicien/automaticien. La modularité permet donc de faciliter l'étape d'implantation en divisant le problème de conception de l'architecture matérielle de l'algorithme dans son intégralité en plusieurs sous problèmes plus faciles à résoudre. Quant à la notion de réutilisabilité, comme son nom l'indique, elle permet de puiser dans une librairie des architectures matérielles prédéfinies qui ont été déjà conçues et qui peuvent donc être facilement réutilisées. Le concepteur n'aura pas dans ce cas à concevoir de nouveau ces architectures. Par ailleurs, la portabilité des langages HDL, c'est-à-dire leur indépendance vis-à-vis de la technologie de la cible matérielle utilisée, fait que la notion de réutilisabilité est de première importance. Ces deux notions de modularité et de réutilisabilité, associées à la portabilité des langages HDL, permettent de construire une bibliothèque spécifique d'architectures réutilisables connues sous le nom de modules IP (*Intellectual Property*) [Naou2-04]. Cette bibliothèque, une fois réalisée, facilitera considérablement les futures conceptions d'architectures de contrôle et réduira le temps de leur développement.

Les algorithmes de commande de machines électriques à implanter comportent souvent plusieurs boucles de régulation imbriquées. Il s'agit des boucles de régulation de courant, de vitesse, de position,... La boucle interne est généralement une boucle de régulation de courant. C'est cette dernière qui est la plus difficile à implanter car elle constitue la partie la plus sensible de l'algorithme de commande. Dans le cadre de ce travail, on s'intéressera donc particulièrement à l'implantation des techniques de contrôle de courant les plus couramment utilisées pour la commande de machines électriques. La machine électrique utilisée est une machine synchrone à pôles saillants, sans amortisseurs et à rotor bobiné. Les techniques de contrôle de courant testées pour la commande de cette machine sont les stratégies de contrôle ON/OFF, le contrôle prédictif, le contrôle par des régulateurs PI et le contrôle par mode de glissement. Des algorithmes correspondants à chacune de ces techniques de contrôle de courant ont été implantées sur cible FPGA et validées expérimentalement. L'apport de l'utilisation des solutions FPGA pour ces différents types de contrôles a été analysé en détail et discuté tout au long de cette thèse.

Dans le premier chapitre, un état de l'art sur l'implantation d'algorithmes de commande de machines électriques est présenté. Puis, la contribution des composants FPGA dans ce domaine est discutée. Ensuite, les différentes étapes de la méthodologie de conception dédiée à l'implantation sur cible FPGA de commandes de machines électriques est présentée. Finalement, le dispositif expérimental à base de cible FPGA mis en œuvre pour le contrôle d'une machine synchrone est présenté. Ce dispositif servira par la suite pour la réalisation expérimentale des différentes techniques de contrôle de courant à tester et pour la mise en évidence de l'apport des FPGA pour ce type d'applications.

Dans le chapitre suivant est présentée l'implantation sur cible FPGA d'algorithmes de contrôle de courant d'une machine synchrone basés sur les stratégies de contrôle ON/OFF. Ces stratégies de contrôle constituent le moyen le plus simple pour assurer une bonne régulation des courants. Dans le cadre de ce travail, elles ont été classées en deux catégories : les stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable qui sont basées sur

l'utilisation des correcteurs à hystérésis et les stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée qui sont basées sur la technique nommée modulation delta [Kaz-02]. Dans ce chapitre, la mise en œuvre expérimentale de techniques de contrôle du courant faisant parti de chacune de ces stratégies de contrôle ON/OFF est présentée. Une analyse de la spécificité de l'utilisation des composants FPGA pour l'implantation de ce type de contrôles est aussi discutée.

Le troisième chapitre porte sur le contrôle prédictif du courant d'une machine synchrone. Les contrôles prédictifs sont connus par leur contenu algorithmique complexe [Ken-00]. Par conséquent, leur implantation numérique est caractérisée par un délai significatif entre l'instant de mesure des courants et l'instant d'application du vecteur tension du convertisseur. Les performances de contrôle dans ce cas dépendent du temps d'exécution de l'algorithme de commande implanté. Ce temps d'exécution doit être très petit par rapport à la période d'échantillonnage utilisée afin d'assurer les performances basiques du contrôle prédictif. Sinon des modifications sont nécessaires pour compenser le délai du temps d'exécution. L'algorithme de contrôle prédictif étudié dans ce chapitre prédit l'évolution du vecteur courant statorique selon le vecteur tension appliqué par le convertisseur. Ensuite, une procédure d'optimisation permet de sélectionner le vecteur tension qui corrige le mieux le vecteur erreur courant. Dans ce chapitre est présentée aussi l'implantation de cet algorithme de contrôle prédictif sur cible FPGA. L'utilisation des FPGA a permis de réaliser un calcul très rapide du vecteur tension à appliquer et le temps d'exécution total (incluant le temps de conversion analogique numérique) est uniquement égal à quelques microsecondes. Ceci permet de préserver les performances du contrôle prédictif sans recourir à des modifications algorithmiques.

Le quatrième chapitre porte sur le contrôle par des régulateurs PI (*Proportionnel Intégral*) du courant d'une machine synchrone. Ce type de contrôle nécessite l'utilisation des techniques de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Deux variantes des techniques MLI sont traitées dans ce chapitre. Il s'agit de la MLI Sinus-Triangle et de la MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire. Pour ce faire, une présentation du principe théorique de ces techniques MLI est d'abord effectuée. Par la suite, la structure de contrôle par régulateurs PI est présentée. Finalement, la dernière partie de ce chapitre présente l'implantation sur cible FPGA de la structure de réglage par régulateurs PI. L'importance de l'utilisation des FPGA pour l'implantation des structures de contrôles utilisant les techniques MLI est là encore discutée et analysée.

Enfin, le dernier chapitre est consacré au contrôle par mode de glissement du courant d'une machine synchrone. La première partie de ce chapitre fait l'objet d'une présentation succincte du principe des systèmes de contrôle à structures variables associés à un contrôle par mode de glissement, et ce à travers un exemple illustratif de régulation du courant d'une charge RLE. La deuxième partie de ce chapitre présente le principe de la commande directe par mode de glissement du courant statorique d'une machine synchrone. Ce contrôle étant basé sur l'utilisation d'une table de commutation synthétisée via la théorie de mode de glissement. L'implantation sur cible FPGA de la commande directe par mode de glissement est aussi présentée. Quant à la troisième partie de ce chapitre, elle porte sur la commande indirecte par mode de glissement du courant statorique de la machine synchrone. Cette commande est aussi synthétisée au moyen de la théorie de mode de glissement et est basée sur une commande indirecte du convertisseur de puissance en utilisant la technique MLI. La spécificité de l'implantation sur cible FPGA de la commande indirecte par mode de glissement est aussi présentée.

## Chapitre 1

# Utilisation des FPGA dans la commande des machines électriques

## 1.1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est d'introduire l'implantation sur cible FPGA d'algorithmes de contrôle de courant d'une machine synchrone. Pour ce faire, il est nécessaire de présenter dans un premier temps les spécificités des différentes méthodes d'implantation qui peuvent être réalisées, notamment celles basées sur des cibles matérielles telles que les FPGA. De nombreux travaux ont été effectués dans ce sens. Cependant, la complexité et le caractère multidisciplinaire des structures de contrôle de machines électriques font qu'il est difficile d'introduire l'utilisation de nouvelles solutions matérielles telles que les FPGA comme support pour l'implantation des algorithmes de commande. C'est dans ce but que ce chapitre a été écrit, ayant comme objectif de présenter l'avantage de l'utilisation des solutions FPGA dans la commande de machines électriques et de présenter une méthodologie de développement appropriée qui leurs est associée.

La première partie de ce chapitre porte sur l'implantation des algorithmes de contrôle de machines électriques. Elle présente, après une brève description des systèmes de commande de machines électriques et des algorithmes de contrôle de courant à implanter, les différentes méthodes d'implantation utilisées de nos jours. Elle présente aussi la contribution des FPGA dans la commande des machines électriques. La deuxième partie de ce chapitre présente la méthodologie de développement considérée pour l'implantation des algorithmes de contrôle de machines électriques sur des solutions matérielles telles que les FPGA. Quant à la troisième partie, elle présente le dispositif expérimental mis en œuvre pour le contrôle d'une machine synchrone. Ce dispositif est basé sur un FPGA à bas coût comme support pour l'implantation des algorithmes de commande. Finalement, la dernière partie de ce chapitre décrit la structure générale des architectures de commande conçues pour le test des algorithmes de contrôle de courant d'une machine synchrone.

## 1.2. Implantation des algorithmes de contrôle de machines électriques

### 1.2.1. Description d'un système de commande de machines électriques

Vu la complexité et la diversité des systèmes de commande de machines électriques, il est difficile de définir d'une manière universelle une structure générale pour de tels systèmes. Cependant, en ayant une réflexion par rapport aux éléments les plus communément rencontrés dans ces systèmes, il est possible de définir au mieux une structure générale d'un système de commande de machines électriques comme le montre la figure 1.1.

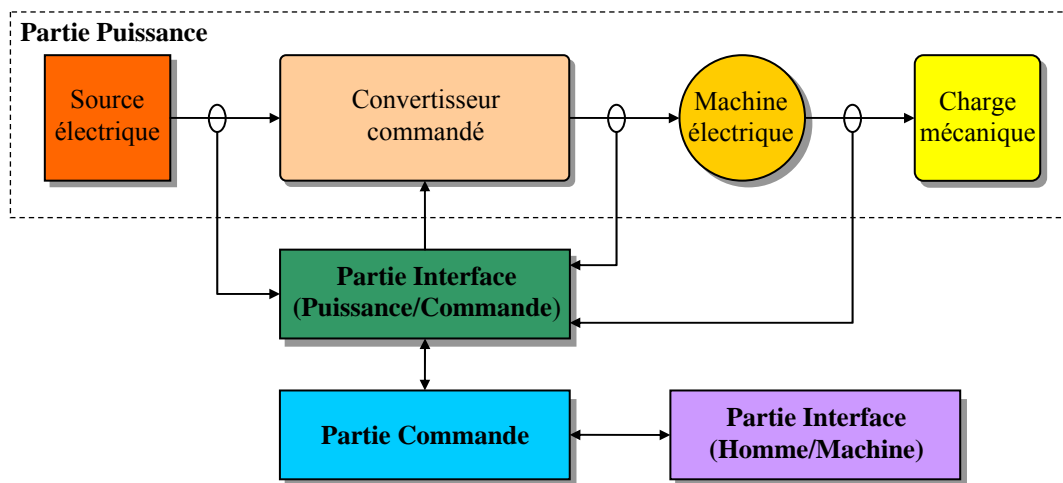


Fig.1.1. Structure générale de commande de machines électriques

La structure générale de commande de machines électriques est essentiellement constituée de quatre parties :

- *Partie Puissance* : Cette partie elle-même inclue quatre éléments. Le premier étant une source électrique. Cette dernière peut être fournie via des batteries, des générateurs, un réseau électrique (monophasé ou triphasé)... Elle peut aussi contenir des composants d'électrotechnique et d'électronique de puissance tels que les transformateurs, les autotransformateurs, les ponts redresseurs (commandés ou non commandés), les filtres capacitifs... Le deuxième élément est un ou plusieurs convertisseurs commandés. Il s'agit de dispositifs d'électronique de puissance incluant des interrupteurs de puissance (IGBTs, Thyristors,...) qui sont commandés à travers des signaux de commande à l'ouverture et/ou à la fermeture. Le rôle d'un convertisseur commandé est de convertir l'énergie électrique fournie par la source électrique d'une forme à une autre à travers la commande d'interrupteurs de puissance. Par exemple, il est possible de trouver des convertisseurs continu-continu tels que les hacheurs, des convertisseurs continu-alternatif tels que les onduleurs, des convertisseurs alternatif-continu tels que les redresseurs (commandés ou non commandés), des convertisseurs alternatif-alternatif tels que les gradateurs... Le troisième élément est une machine électrique. Cette dernière constitue une charge électromécanique qui est alimentée via l'énergie électrique fournie à la sortie du convertisseur commandé. La machine électrique permet de convertir l'énergie électrique qu'elle reçoit en une énergie mécanique sous forme de couple. Plusieurs types de machines sont utilisés dans l'industrie selon l'application considérée et les performances souhaitées. Par exemple, on y trouve les moteurs pas à pas, les machines à courant continu, les machines asynchrones, les machines synchrones, les machines à réluctance variable... Le quatrième et dernier élément qui constitue la partie puissance est la charge mécanique. Cette dernière utilise l'énergie mécanique délivrée par la machine électrique pour remplir une fonctionnalité donnée.

- *Partie Interface (Puissance/Commande)* : Cette partie assure le traitement électronique des signaux électriques échangés entre la partie puissance et la partie commande. Elle est constituée d'éléments tels que les capteurs électriques (capteurs de tension, de courant...), les capteurs mécaniques (couple, vitesse, position...), l'électronique de filtrage des perturbations, l'électronique de conversion analogique numérique et de conversion numérique analogique, l'électronique de pilotage des interrupteurs de puissance du convertisseur commandé...

- *Partie Commande* : Cette partie assure le contrôle de l'état de la machine électrique (contrôle du courant, du couple, de la vitesse, de la position,...). Ce contrôle étant assuré par un algorithme de commande qui est implanté sur cible analogique ou numérique. Le contenu algorithmique de la partie commande dépend du cahier de charge de l'application considérée et des performances souhaitées. La partie commande acquiert dans un sens les signaux électriques générés par la partie interface et dans un autre, elle envoie les signaux de commande vers le convertisseur commandé.

- *Partie Interface (Homme/Machine)* : Cette partie permet le contrôle de l'état du système à travers un échange bidirectionnel d'informations entre le manipulateur et le système commandé. Elle permet dans un sens d'envoyer les consignes de référence (consignes de courant, de couple, de vitesse, de fréquence d'échantillonnage,...) vers la partie commande et de récupérer dans un autre l'état d'évolution des grandeurs de la machine électrique. L'objectif de cette partie est de pouvoir acquérir des informations sur l'évolution des variables du système commandé et en même temps d'assurer un contrôle simple et transparent de l'état de la machine électrique.

### 1.2.2. Présentation des algorithmes de contrôle à implanter

Selon l'application considérée, plusieurs algorithmes de contrôle peuvent être utilisés tels que les algorithmes de contrôle de courant, de couple, de puissance active/réactive, de vitesse, de position... La structure de ces algorithmes de commande comporte généralement une boucle interne de régulation du courant. Cette dernière est souvent la plus difficile à implanter car elle constitue généralement la partie la plus complexe de l'algorithme de commande. Les autres boucles de régulation sont relativement beaucoup plus simples à implanter. C'est pourquoi, dans le cadre de ce travail, on s'intéressera particulièrement à l'implantation des techniques de contrôle de courant les plus couramment utilisées dans la commande des machines électriques.

L'objectif d'une boucle de régulation de courant est de maintenir les courants réels mesurés au niveau des enroulements d'une machine électrique aussi proches que possible de leurs références. Plusieurs techniques de contrôle du courant, différentes de conception, sont citées dans la bibliographie et sont utilisées pour le contrôle du courant des machines électriques. Dans ce travail, on s'intéressera particulièrement aux techniques de contrôle du courant des machines triphasées alternatives. La plupart de ces techniques sont basées sur la commande d'un onduleur de tension triphasé [Kaz-02]. La figure 1.2 présente les techniques de contrôle de courant les plus communément rencontrées dans ce cas. Ces différentes techniques sont étudiées tout au long de ce mémoire.

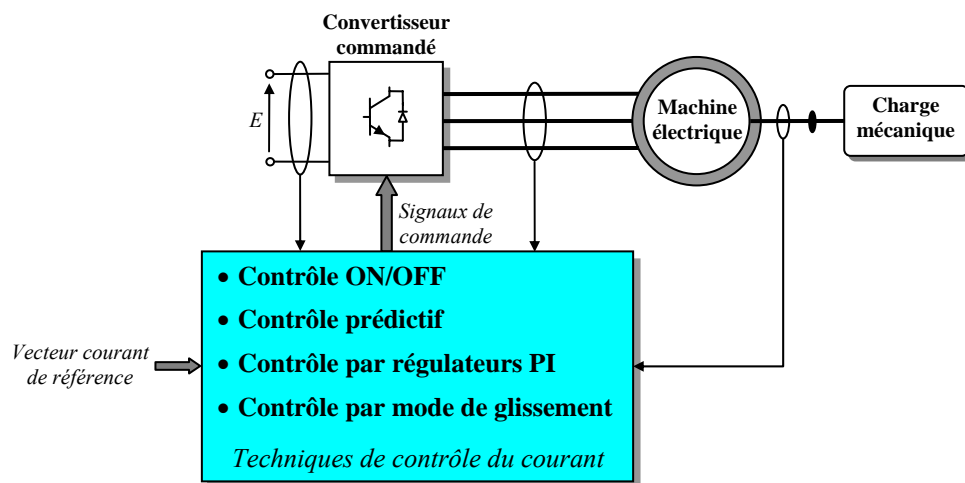


Fig.1.2. Techniques de contrôle du courant des machines électriques

La performance d'une technique de contrôle de courant donnée peut être évaluée par rapport à sa capacité à répondre aux exigences basiques de contrôle de courant, mais aussi aux besoins spécifiques du cahier des charges de l'application considérée. Les exigences basiques d'un contrôle de courant sont les suivantes :

- Les courants réels doivent suivre en amplitude et en phase les courants de référence sur une large plage de vitesse de rotation.
- Le contrôle instantané du courant doit être assez précis.
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations.
- La dynamique de réponse doit être assez rapide.
- La fréquence de commutation des interrupteurs de puissance ne doit pas dépasser une limite maximale afin de limiter les pertes par commutation.
- Le contenu harmonique des courants régulés doit être assez faible.
- La source électrique d'alimentation du convertisseur commandé doit être bien utilisée.

Il est à noter que certaines exigences de contrôle sont contradictoires. Par exemple, le fait d'imposer une grande dynamique de réponse pendant les régimes transitoires induira une augmentation du contenu harmonique des courants en régime permanent.

Par ailleurs, l'évaluation des performances d'une technique de contrôle de courant peut être effectuée selon les critères de performance suivants :

- La valeur efficace  $\Delta i_s$  du vecteur erreur courant :

$$\Delta i_s = \left[ \frac{1}{T} \int_0^T (\Delta i_{s\alpha}^2 + \Delta i_{s\beta}^2) dt \right]^{1/2} \quad (1.1)$$

- La fréquence de commutation moyenne du convertisseur commandé.
- Le Taux de Distorsion Harmonique TDH des courants. Ce dernier est défini comme étant la valeur efficace de tous les courants harmoniques (excepté le fondamental) en pourcentage par rapport à la valeur efficace du courant fondamental.

$$TDH(\%) = \frac{I_H}{I_{Fond}} \times 100 \quad (1.2)$$

Avec  $I_H$  la valeur efficace des courants harmoniques et  $I_{Fond}$  la valeur efficace du fondamental du courant.

Ceci dit, la capacité d'une technique de contrôle de courant à répondre aux exigences souhaitées ne dépend pas uniquement de la performance de son contenu algorithmique, mais aussi de la cible utilisée pour l'implantation de l'algorithme de commande. L'objectif de cette thèse est de présenter l'importance de l'utilisation des cibles FPGA comme support d'implantation des algorithmes de contrôle de courant afin de répondre aux exigences et aux performances de contrôle souhaitées. Les chapitres qui suivent présentent l'apport de l'utilisation de ces cibles pour l'implantation des différentes techniques de contrôle de courant mentionnées sur la figure 1.2. Cependant, avant de pouvoir aborder ce type d'implantation, il nous a paru nécessaire de faire un premier travail portant sur les différentes méthodes d'implantation utilisées. Le paragraphe qui suit présente les avantages et inconvénients des différentes méthodes utilisées de nos jours pour l'implantation d'algorithmes de commande de machines électriques ainsi que la contribution des FPGA dans ce domaine.

### 1.2.3. Méthodes d'implantation des algorithmes de commande de machines électriques

La notion d'implantation est définie comme étant l'introduction d'une fonctionnalité donnée sur un support physique [Fous-98]. Dans le cadre de commande de machines électriques, la fonctionnalité à introduire constitue l'algorithme de commande, dont l'objectif est de contrôler l'état d'évolution de variables mécaniques ou électriques de la machine électrique (courant, flux, puissance, couple, vitesse...). Quant au support physique, il constitue la cible d'implantation. Cette dernière peut être de nature analogique ou numérique. Lorsqu'il s'agit d'une cible de nature analogique, le contrôle est conçu via des circuits analogiques. Lorsqu'il s'agit d'une cible de nature numérique, l'algorithme de commande est discrétisé et est réalisé via des solutions numériques.

Les premiers contrôles de machines électriques furent réalisés via des implantations de nature analogiques. Les principaux avantages des solutions analogiques sont les suivants :

- Réalisation de contrôles avec une large bande passante.
- Faible coût.
- Réalisation de contrôles avec une haute résolution.

Cependant les implantations de nature analogique présentent les inconvénients suivants :

- Variations des paramètres de contrôle liées aux contraintes thermiques inhérentes du circuit de contrôle.
- Sensibilité aux perturbations.
- Grand nombre de composants (Diminution de fiabilité).
- Nécessité d'entretien et de réajustement régulier.
- Faible flexibilité de la modification des structures de contrôles.

Avec l'avancement technologique, les implantations de nature numérique sont devenues les plus répandues. Les principaux avantages des solutions numériques sont les suivants :

- Grande flexibilité de modification des structures de contrôle.
- Immunité vis-à-vis des perturbations.
- Pas de problèmes de variations de paramètres de contrôle.

Ainsi, de nos jours, la plupart des implantations numériques d'algorithmes de commande de machines électriques sont basées sur des solutions logicielles telles que les microcontrôleurs, les microprocesseurs ou les DSP (*Digital Signal Processor*). Cependant, les avantages des solutions analogiques restent toujours difficiles à atteindre et ces solutions présentent les inconvénients suivants :

- La présence de délais de temps de calcul implique une dégradation de la bande passante du contrôle.
- Les périodes d'échantillonnage utilisées sont limitées par les délais de temps de calcul.
- Le fonctionnement discret et la quantification des algorithmes font que la précision et les performances de contrôle sont dégradées.
- La compensation des délais dus au temps de calcul augmente la complexité des algorithmes à implanter.

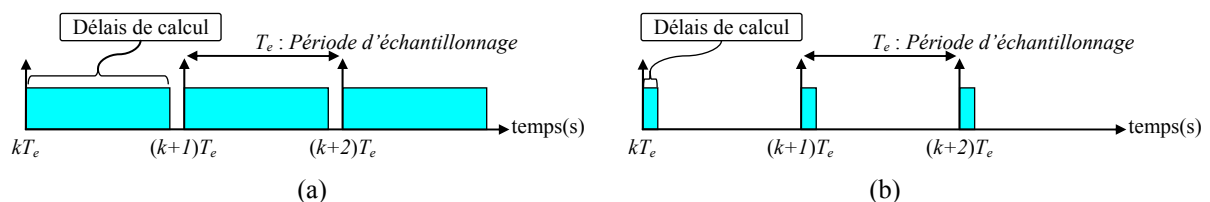


Fig.1.3. Différence de capacité de calcul entre les solutions (a) logicielles (b) matérielles

Au-delà des solutions logicielles traditionnelles, les nouvelles solutions matérielles telles que les FPGA peuvent aussi être considérées comme étant des solutions numériques appropriées pour l'implantation des algorithmes de commande. Par ailleurs, le parallélisme inhérent des composants FPGA ainsi que leurs grandes capacités de calcul permettent de réaliser des techniques de contrôle avec des délais de temps d'exécution très petits en dépit de la



complexité des algorithmes. L'utilisation des FPGA permet donc de retrouver certaines performances analogiques en augmentant la bande passante des contrôles et en affinant leur résolution temporelle.

Dans ce qui suit est présentée une brève description des composants FPGA ainsi que leur contribution à la commande des machines électriques.

### 1.2.3.1. Description des composants FPGA

Les FPGA sont des composants VLSI (*Very Large Scale Integration*). Ils sont programmables par l'utilisateur et essentiellement constitués de trois parties :

- Une matrice de blocs logiques configurables CLB (*Configurable Logic Bloc*).
- Des blocs d'entrée/sortie configurables.
- Un réseau d'interconnexions programmables.

La figure 1.4 présente l'architecture générique d'un FPGA.

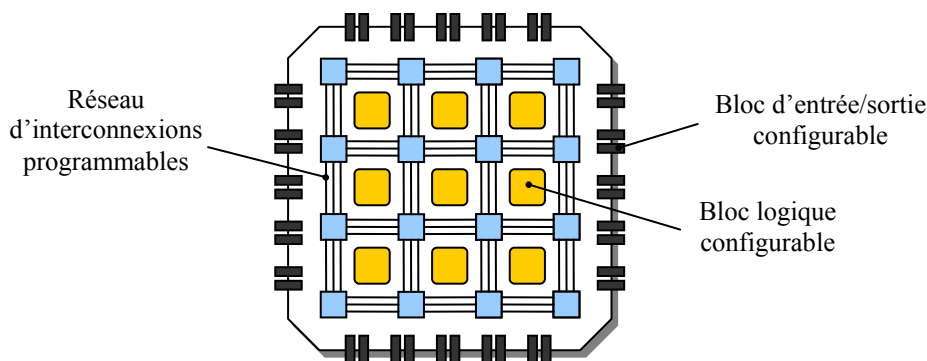


Fig.1.4. Description de l'architecture générique d'un FPGA

Il y a plusieurs constructeurs de composants FPGA tels que Actel, Xilinx et Altera. Ces constructeurs utilisent différentes technologies pour la réalisation des FPGA. Parmi ces technologies, celles qui assurent une reprogrammation des FPGA sont les plus intéressantes étant donné qu'elles permettent une grande flexibilité de conception. Les différentes technologies reprogrammables des FPGA sont les suivantes :

- La technologie EPROM : Cette technologie utilise des transistors EPROM (*Erasable Programmable Read-Only Memory*). Son principal désavantage est l'opération de reconfiguration qui nécessite l'utilisation d'une source ultra violet.
- La technologie EEPROM : Cette technologie utilise des transistors EEPROM (*Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory*). Par rapport à la technologie EPROM, elle présente l'avantage de pouvoir être reprogrammée électriquement.
- La technologie Static Ram (SRAM) : Pour cette technologie, les connexions sont réalisées en rendant les transistors passants. Cette technologie permet une reconfiguration rapide du circuit FPGA. Cependant, son principal inconvénient est la surface nécessaire pour la SRAM.
- La technologie FLASH : Cette technologie est limitée en nombre de reconfigurations et possède un temps de reconfiguration plus long par rapport à la technologie SRAM. Cependant, l'avantage de cette technologie est qu'elle garde sa configuration même si

l'alimentation est enlevée. Par conséquent, un FPGA à base de technologie Flash déjà programmé est prêt à fonctionner dès sa mise sous tension.

La figure 1.5 présente la structure d'une cellule logique d'un bloc logique configurable CLB de la technologie Xilinx. Cette structure comporte une LUT (*Look-up Table*) de 4 bits qui permet de réaliser n'importe quelle fonction combinatoire de quatre variables logiques. Cette LUT peut être aussi configurée comme étant une mémoire RAM (16×1) ou un registre de décalage de taille 16 bits. Elle comporte aussi un multiplexeur et une bascule D flip-flop avec toutes ses entrées de contrôle (horloge, reset, enable).

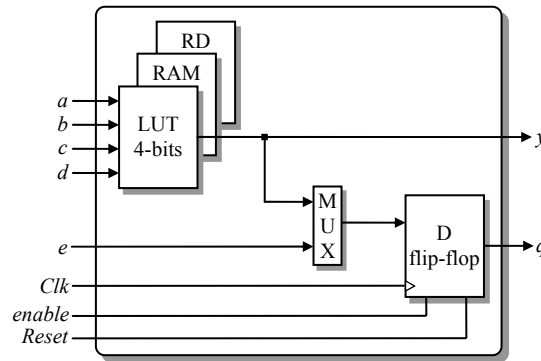


Fig.1.5. Structure d'une cellule logique

De nos jours, les FPGA offrent la possibilité d'utiliser des blocs dédiés tels que les mémoires RAM, les multiplieurs câblés, les interfaces PCI et les coeurs processeurs [Naou-07], [Alt-06], [Xil-06] et [Act-06].

La conception des architectures de commande s'effectue en utilisant les outils CAO. La saisie est effectuée graphiquement ou via un langage de description matériel de haut niveau, nommé également langage HDL (*Hardware Description Language*). Deux langages HDL sont les plus couramment utilisés, à savoir le VHDL [Per-04] (*Very high speed integrated Hardware Description Language*) et le Verilog [Pal-96]. Ces deux langages sont standardisés et offrent au concepteur différents niveaux de description, et surtout l'avantage d'être *portables et compatibles avec toutes les technologies FPGA précédemment introduites*.

#### Codage avec un langage HDL

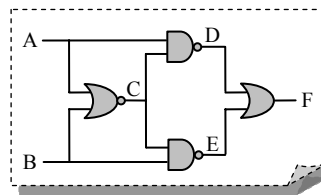
```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

entity alg is
    Port ( A,B : in std_logic;
          F : out std_logic);
end alg;

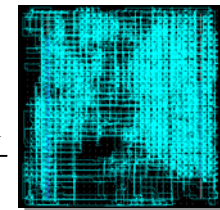
architecture arch of alg is
    signal C,D,E : std_logic;
begin
    C<=A nor B;
    D<=A nand C;
    E<=C nand B;
    F<=D or E;
end arch;
```

Synthèse

#### Netlist



Placement  
&  
routage



Matrice FPGA

#### Bitstream

```
0011000100110000011000
0110010010010000100010
0111000001101000001100
1000111000001110101010
```

Génération  
du bitstream

Configuration



FPGA

Fig.1.6. Programmation d'un FPGA

La figure 1.6 résume les différentes étapes de programmation d'un FPGA. Le synthétiseur des outils CAO génère dans un premier temps une *Netlist* qui décrit la connectivité de l'architecture. Puis l'outil de placement-routage place de façon optimale tous les composants et effectue le routage entre les différentes cellules logiques. Ces deux étapes permettent de générer un fichier de configuration à télécharger dans la mémoire de configuration du FPGA. Ce fichier est appelé *bitstream*. Il peut être directement chargé sur FPGA à partir d'un ordinateur hôte.

### 1.2.3.2. Contribution des FPGA dans la commande des machines électriques

Les structures de contrôle de machines électriques comportent plusieurs boucles de régulation imbriquées (boucle de régulation de courant, de vitesse, de position,...). La boucle qui consomme le plus de temps de calcul est la boucle interne de régulation de courant, et seulement des ressources de calcul limitées sont dédiées aux boucles externes [Ber-03]. Pour ce faire, il est avantageux d'utiliser des solutions numériques ayant de grandes capacités de calcul pour l'implantation des algorithmes de commande. Les solutions numériques les plus utilisées pour la commande des machines électriques sont les microprocesseurs et les DSP. Cependant, les exigences de contrôle modernes dans le domaine de commande de machines électriques dépassent les capacités de calcul offertes par ces solutions. Et bien que les nouveaux multiprocesseurs et les nouveaux DSP de hautes performances peuvent résoudre ce problème, ils présentent l'inconvénient d'avoir un coût élevé.

La migration du mode de fonctionnement séquentiel des solutions logicielles au mode de fonctionnement parallèle des solutions matérielles est un nouveau degré de liberté offert aux concepteurs qui s'est avéré bénéfique dans le domaine de commande de machines électriques et qui a permis de répondre aux exigences de contrôle modernes.

Parmi les nouvelles solutions matérielles, les composants FPGA ont été utilisés avec succès dans différentes applications liées à la commande de machines électriques. En effet, ils ont été utilisés pour le contrôle des convertisseurs de puissance tels que les onduleurs de tension triphasé [Tzo-97], les convertisseurs alternatif/continu [Cas-03], les convertisseurs multi niveaux [Wal-03], les filtres actifs [Ala-01],... Les FPGA ont aussi été utilisés pour le contrôle des machines asynchrones [Mon-93], [Chap-98], [Lee-01], [Aou-02], [Naou-05], des machines synchrones [Lin-07], [Naou2-04], [Naou1-06], des machines à réluctance variable [Blaa-99]...

Ainsi, grâce aux caractéristiques propres des FPGA, il est possible de :

- *Améliorer les performances de contrôle* : La rapidité de calcul des FPGA permet une augmentation de la bande passante des boucles de régulation et une meilleure résolution temporelle.
- *Implanter des algorithmes complexes* : Avec l'avancement technologique, l'augmentation d'intégration des composants FPGA ne cesse d'augmenter. De nos jours, la densité des composants FPGA peut atteindre l'équivalent de 10 millions de portes logiques avec des fréquences de commutation de l'ordre de 500 MHz. Ceci permet l'implantation d'algorithmes de contrôle complexes dans leur intégralité avec un faible délai de temps de calcul.
- *Réaliser des reconfigurations dynamiques* : Le parallélisme inhérent des composants FPGA offre la possibilité de faire tourner plusieurs algorithmes de commande en parallèle et de reconfigurer entre eux selon des critères bien définis. La reconfiguration dynamique entre les

algorithmes de commande permet de sélectionner les algorithmes appropriés selon les points de fonctionnements. Elle peut être utile aussi pour assurer une continuité de fonctionnement en cas de défauts (capteurs, interrupteurs, ...).

- *Renforcer la confidentialité* : L'architecture de contrôle implanté sur cible FPGA n'est pas facilement duplicable.

### 1.3. Méthodologie de développement pour implantation sur cible FPGA

L'implantation des algorithmes de contrôle de machines électriques dans leur intégralité sur des cibles matérielles telles que les FPGA est une démarche qui nécessite une parfaite maîtrise des processus de conception et un travail spécifique d'adéquation entre l'algorithme et l'architecture de commande à intégrer. Donc, un savoir faire méthodologique est nécessaire aux concepteurs utilisant les composants de type FPGA afin de satisfaire l'ensemble des contraintes inhérentes de l'implantation, tout en apportant une flexibilité de développement suffisante. Par ailleurs, les applications de commande de machines électriques sont des applications qui décloisonnent un savoir faire dans plusieurs domaines. En effet, cela nécessite du concepteur la maîtrise d'un savoir faire dans les domaines de la microélectronique, de l'électronique faible et grande puissance, des machines électriques et de leur commande. Cette difficulté pousse les concepteurs à préférer les implantations standards des solutions logicielles. Par conséquent, l'implantation des algorithmes de contrôle sur de nouvelles solutions matérielles tels que les FPGA doit suivre des étapes bien déterminées afin de guider le concepteur et faciliter le processus de conception.

Plusieurs méthodologies de développement pour la conception d'architectures matérielles sont citées en bibliographie [Char-02], [Mon-07], [Chap-04], [Ries-98], [Cir-05], [Keb-01]. Elles ont toutes été conçues en ayant comme objectif le développement d'architectures génériques et réutilisables afin de pouvoir les réutiliser dans différentes applications. La notion de réutilisabilité est toujours de première importance étant donné qu'elle permet de créer une bibliothèque de *modules* réutilisables appelés aussi fonctions IP (*Intellectual Property*). La spécificité de la méthodologie de développement utilisée dans ce travail est qu'elle est facile à appréhender par l'ingénieur électrotechnicien sans qu'il soit expert en microélectronique. Les étapes de développement de l'architecture à implanter sont principalement effectuées via le logiciel Matlab-Simulink ainsi que les outils CAO des solutions matérielles. Les différentes étapes de la méthodologie de développement considérée sont détaillées dans les paragraphes qui suivent.

#### 1.3.1. Partitionnement modulaire de l'algorithme de commande

Cette étape est spécialement importante lorsque les algorithmes à implanter sont de nature complexe. En effet, l'objectif de cette étape est de décomposer l'algorithme de commande à implanter en plusieurs "*sous-algorithmes*" appelés modules ayant des fonctions bien définies. Ceci permet, d'une part de faciliter les conceptions à réaliser, et d'autre part de minimiser le temps de développement. Cependant, le partitionnement modulaire d'un algorithme de commande nécessite une certaine réflexion de la part du concepteur. Ce dernier doit partitionner l'algorithme de manière fonctionnelle, et ce en identifiant des modules qui soient indépendants et réutilisables tels que les régulateurs, les fonctions de modulation, les estimateurs, les opérateurs vectoriels... Ainsi, le concepteur doit extraire un maximum de modules réutilisables en vue de rendre possible leur réutilisation comme des éléments d'une

bibliothèque spécifique. En même temps, l'extraction des modules doit être effectuée de manière hiérarchique afin d'être adaptée à la complexité de la conception.

A la fin de cette étape, plusieurs modules réutilisables, avec différents niveaux hiérarchiques sont extraits afin d'être ajoutés (à la fin de leur conception) à une bibliothèque spécifique dédiée à la commande de machines électriques comme le montre la figure 1.7. Trois niveaux hiérarchiques sont suffisants pour caractériser dans son intégralité la bibliothèque de modules dédiés à la commande de machines électriques. Le premier niveau hiérarchique inclut les opérateurs de "*grain fin*" tels que les registres, les multiplexeurs, les additionneurs, les multiplieurs... Ensuite, le deuxième niveau hiérarchique comporte les modules des fonctions les plus communément rencontrées dans la commande des machines électriques tels que les régulateurs PI, les techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI), les transformations de coordonnées... Les modules du deuxième niveau hiérarchique sont construits en utilisant les modules du premier niveau hiérarchique. Finalement, les algorithmes de contrôle constituent les modules du troisième niveau hiérarchique de la bibliothèque. Ces modules d'algorithmes de contrôle sont construits en utilisant des modules du premier et deuxième niveau hiérarchique de la bibliothèque.

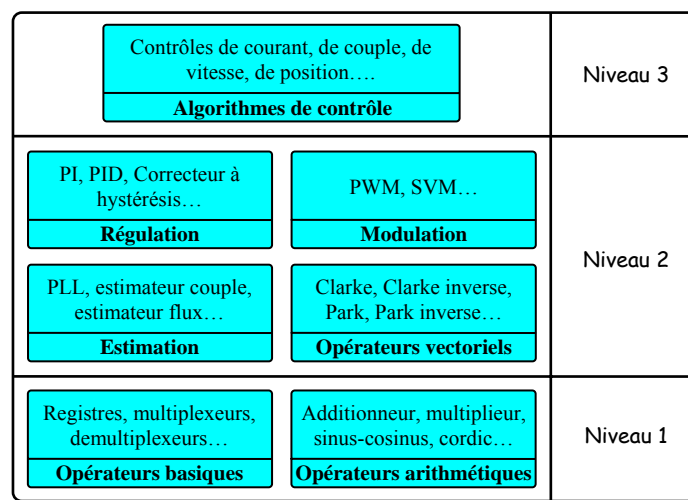


Fig.1.7. Bibliothèque spécifique de modules réutilisables pour la commande de machines électriques

### 1.3.2. Etape de simulation

La procédure de simulation est effectuée en utilisant le logiciel Matlab-Simulink. L'objectif de cette étape est de :

- Vérifier la fonctionnalité de l'algorithme de contrôle lorsqu'il est inséré dans l'application considérée.
- Déterminer une période d'échantillonnage et un format à virgule fixe qui permettent d'atteindre les performances de contrôle souhaitées.

La vérification de la fonctionnalité de l'algorithme est effectuée à travers le développement d'un *modèle fonctionnel* en utilisant les blocs en temps continu de Matlab-Simulink. L'algorithme de commande est par la suite discrétisé et normalisé. La quantification de l'algorithme de commande discrétisé et normalisé est alors effectuée en étudiant l'influence de la période d'échantillonnage et celle du format à virgule fixe sur les performances de contrôle. Plusieurs méthodes analytiques sont citées en bibliographie portant sur la détermination du format et de la période d'échantillonnage [Men-01], [Char-06]. Dans le

cadre de ce travail, et pour des raisons de simplicité, l'opération de quantification est effectuée uniquement par simulation à travers le développement d'un *modèle de spécification* à virgule fixe de l'algorithme de commande discrétisé et normalisé. Ce modèle est développé en utilisant la *toolbox "fixed point"* de Matlab-Simulink. Ce choix est dû au fait que la densité des composants FPGA ne cesse d'augmenter avec l'avancement technologique et que les procédures d'optimisation de ressources qui seront présentées par la suite sont suffisantes pour satisfaire les contraintes matérielles de la cible FPGA. En effet, de nos jours même des algorithmes de contrôle complexes peuvent être implantés intégralement sur des cibles FPGA de faible coût, même si le format à virgule fixe choisi est élevé, voire surdimensionné pour l'application visée.

Une fois le développement du modèle de spécification discret et à virgule fixe achevé, un GFD (*Graphe de Flot de Données*) est défini pour chaque sous-algorithme des différents modules de deuxième niveau hiérarchique extraits lors de l'étape de partitionnement modulaire. Un algorithme donné peut être décrit de différentes manières. Le GFD constitue une description graphique de l'algorithme, où ce dernier est décomposé en plusieurs opérations élémentaires implantables telles que l'addition, la soustraction, la multiplication, le retard, la comparaison, les fonctions trigonométriques... Le GFD mentionne aussi le format à virgule fixe utilisé. Les différents formats à virgule fixe ainsi que leurs interprétations sont détaillés en annexe H.

Par exemple, la figure 1.9.a présente le GFD de la transformation de *Clarke* définie en annexe A. L'équation correspondant à cette transformation est donnée par la relation (1.3). Sur la figure 1.9.a, le format à virgule fixe utilisé pour le GFD de la transformation de Clarke est  $s[n/Q_m]$ . Ce format indique que les données sont signées, que le nombre de bits total est égal à  $n$  et que le nombre de bits utilisés pour coder la partie fractionnaire est égal à  $m$ . Si les données traitées sont non signées, une notation  $u[n/Q_m]$  est utilisée (voir annexe H).

$$\begin{cases} X_\alpha[k] = X_1[k] \\ X_\beta[k] = A_1 X_1[k] + A_2 X_2[k] \end{cases} \quad (1.3)$$

Avec  $A_1=1/\sqrt{3}$  et  $A_2=2/\sqrt{3}$ .

La figure 1.9.a montre que deux types d'opérateurs sont nécessaires pour le calcul de  $X_\beta[k]$ , à savoir les opérateurs de multiplication et d'addition. Cette figure montre également que, pour calculer la composante  $X_\beta[k]$ , les deux opérations de multiplication peuvent être effectuées en parallèle durant une même séquence de calcul. Cependant, l'opération d'addition ne peut être exécutée que durant une deuxième séquence de calcul qui s'effectue après la première, étant donné que cette opération a besoin des résultats des deux opérations de multiplication qui la précèdent. Par la suite, le GFD montre clairement la dépendance des données et le parallélisme inhérent de l'algorithme considéré. Il donne aussi une idée sur le séquencement qui doit être mis en oeuvre lors de l'élaboration de l'architecture.

La figure 1.8 résume les différentes étapes mentionnées jusqu'ici. Il est à noter que jusqu'à ce niveau de conception, il n'y a pas eu de choix par rapport à la cible numérique choisie. Ces différentes étapes de conception peuvent être appliquées aussi bien pour des solutions numériques matérielles que logicielles.

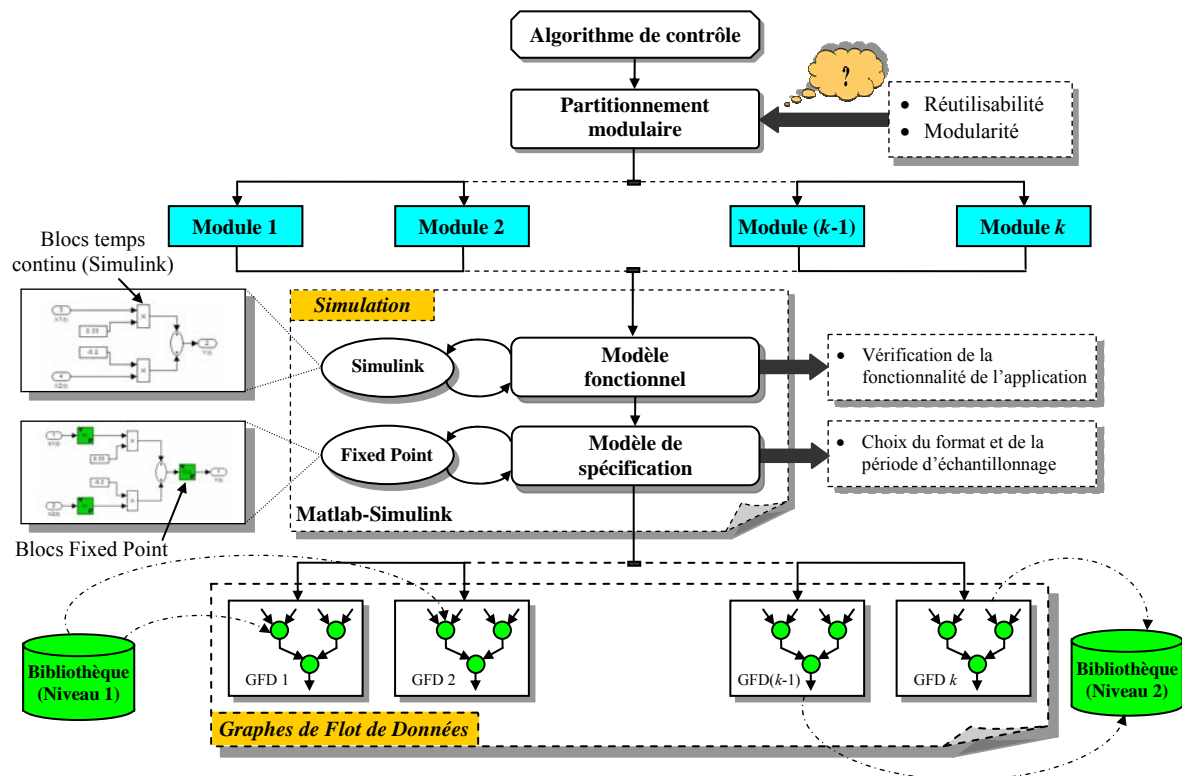


Fig.1.8. Développement des GFD

### 1.3.3. Optimisation des ressources consommées

L'étape d'optimisation des ressources matérielles est assurée par la méthodologie  $A^3$  (*Adéquation Algorithme Architecture*) proposée par [Gran-99]. En effet, lors de la décomposition d'un algorithme en opérations élémentaires, il y a souvent des répétitions d'opérations identiques, mais opérant sur des données différentes. L'objectif de la méthodologie  $A^3$  est de remplacer une opération répétée  $n$  fois par  $m$  exemplaires de cette même opération ( $m < n$ ), avec  $m$  fixé égal à un la plupart du temps. Généralement, les opérateurs auxquels est appliqué le processus de factorisation sont ceux qui sont les plus gourmands en termes de consommation de ressources matérielles. Ainsi, la méthodologie  $A^3$  permet une factorisation du GFD pour générer un nouveau graphe appelé GFDF (*Graphe de Flots de Données Factorisé*). Pour la construction d'un GFDF à travers la méthodologie  $A^3$ , des sommets spéciaux ( $D$  : Diffusion,  $F$  : Fork,  $J$  : Join et  $I$  : Iterate) sont utilisés afin de délimiter les frontières de factorisation [Gran-99]. Par exemple, la figure 1.9.b présente le GFDF de la transformation de Clarke, où le processus de factorisation est appliqué à l'opérateur de multiplication. Cependant, la factorisation d'un opérateur répétitif engendrera une exécution séquentielle d'une même opération et donc une augmentation du temps de calcul. C'est pourquoi, si l'implantation directe d'un algorithme factorisé ne satisfait pas les contraintes de temps de calcul, il faut alors *défactoriser* le GFDF afin d'obtenir une implantation plus parallèle procurant de meilleures performances en termes de temps de calcul, et ce au prix de ressources supplémentaires puisqu'il y aura utilisation de plus d'opérateurs. Pour l'implantation d'algorithmes de commande de machines électriques, les contraintes temporelles sont généralement satisfaites. En effet, les FPGA sont des composants très rapides et permettent un temps de calcul de l'ordre de la microseconde pour des algorithmes très complexes, alors que la période d'échantillonnage des algorithmes dédiés à la commande des machines électriques est généralement de l'ordre de dizaines de microsecondes (pour la limitation des pertes par commutation des convertisseur). La

fréquence d'échantillonnage doit donc être limitée afin de limiter les pertes par consommation. Dans ce cas, la priorité est donnée en premier lieu à l'optimisation de la consommation de ressources.

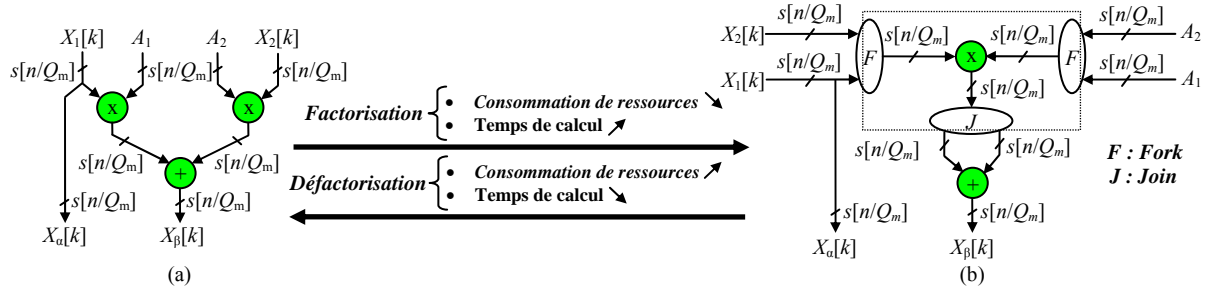


Fig.1.9. Graphes de l'algorithme de la transformation de Clarke (a) GFD (b) GFDF

### 1.3.4. Conception modulaire de l'architecture de commande

Pour la conception de l'architecture de commande à implanter, un chemin de données et une unité de contrôle sont définis pour chaque module comme le montre la figure 1.10. Le chemin de données est essentiellement constitué d'opérateurs et de registres. Les registres permettent d'assurer la technique *Pipeline* qui consiste à décomposer l'exécution d'un algorithme en plusieurs séquences selon la dépendance des données. La communication entre les registres et les opérateurs peut être réalisée à travers des bus de données, des multiplexeurs et des démultiplexeurs. Quant à l'unité de contrôle, son rôle est d'assurer le cheminement des données selon des séquences bien déterminées à l'intérieur du chemin des données. L'unité de contrôle n'est autre qu'une machine d'états finis (FSM : *Finite State Machine*).

Le chemin de données constitue une traduction quasi-fidèle du graphe final choisi lors de l'étape précédente. Il est obtenu en remplaçant les arcs de liaison entre deux opérateurs du graphe final par des bus de données et les frontières de factorisation par des multiplexeurs, des démultiplexeurs et des registres. Le transfert de données est assuré par l'unité de contrôle associée au chemin de données. L'association d'un chemin de données à son unité de contrôle constitue l'architecture du module considéré. Par exemple, les figures 1.10.a et 1.10.b présentent deux architectures différentes du module de la transformation de Clarke. Ces deux architectures correspondent respectivement aux GFD et GFDF donnés par la figure 1.9. Il est à noter que dans ces architectures, les chemins de données sont quasiment des copies des graphes correspondants et que la latence (nombre de coups d'horloge nécessaire pour que la machine d'états de l'unité de contrôle effectue un cycle complet) augmente lorsque l'architecture est factorisée.

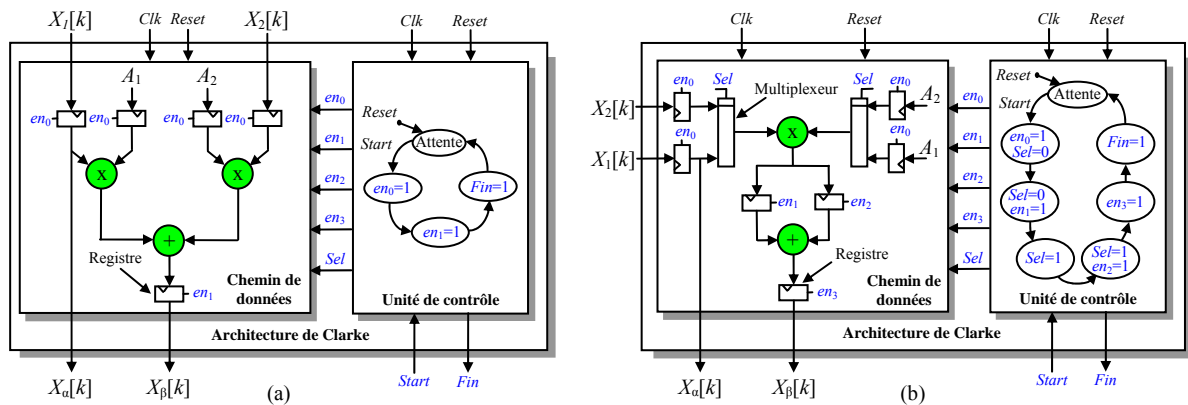


Fig.1.10. Architectures des modules de la transformation de Clarke obtenues à partir du (a) GFD (b) GFDF



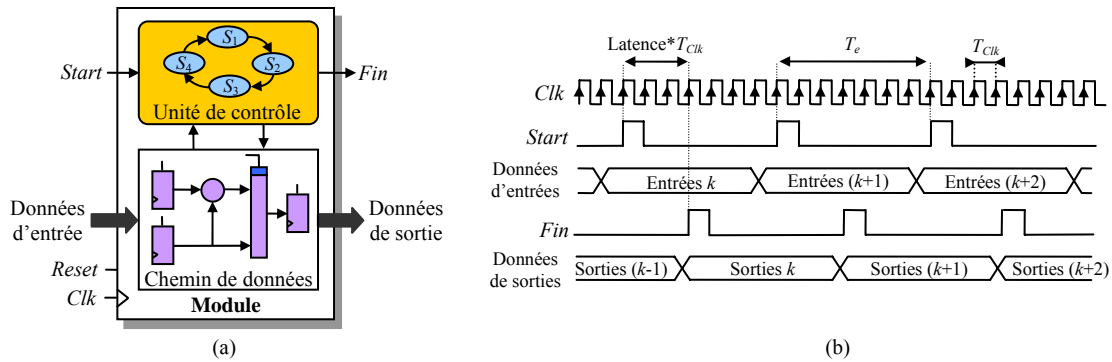


Fig.1.11. (a) Structure générale de l'architecture d'un module (b) Diagramme temporel correspondant

L'architecture de chaque module développé est caractérisée par le format de ses entrées/sorties, son degré de réutilisabilité, sa latence et son protocole de communication. Toutes ces spécifications sont mentionnées dans une documentation propre à chaque module conçu. La figure 1.11.a présente la structure générale de l'architecture d'un module réutilisable du deuxième niveau hiérarchique. Le chemin de données est construit à partir d'opérateurs élémentaires du premier niveau hiérarchique et le transfert de données entre ces opérateurs est assuré par l'unité de contrôle synchronisée à un signal d'horloge *Clk*. L'unité de contrôle de chaque module est activée par une impulsion d'un signal *Start*. Ensuite, quand le calcul des données de sortie est achevé, une impulsion d'un signal *Fin* indique que les données de sortie sont prêtes. Un tel mode de fonctionnement rend facile le contrôle de chaque module conçu via les signaux *Start* et *Fin* et facilite son intégration à l'intérieur d'une architecture de niveau hiérarchique plus élevé.

Quant à l'architecture de l'algorithme de commande du troisième niveau hiérarchique, elle est développée en utilisant les architectures des modules du premier et deuxième niveau hiérarchique. A ce stade, les architectures des modules du deuxième niveau hiérarchique peuvent être considérées comme étant des opérateurs de "grain épais". Un processus de factorisation  $A^3$  peut également être appliqué de nouveau à ces opérateurs de "grain épais". Par exemple, si l'algorithme de commande inclut l'utilisation de deux régulateurs PI, le concepteur peut choisir d'utiliser un seul PI factorisé au lieu de deux.

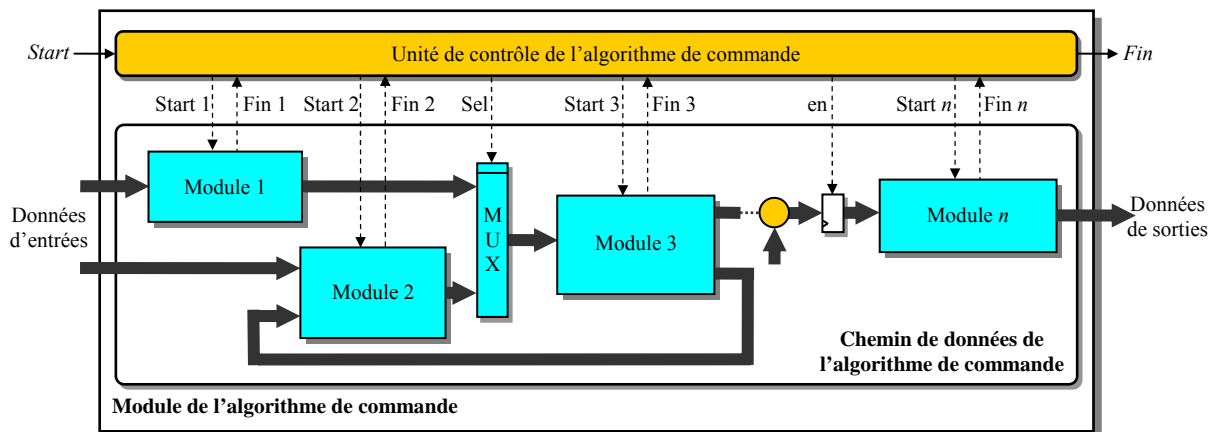


Fig.1.12. Architecture d'un module du troisième niveau hiérarchique de la bibliothèque

Les architectures des modules du second niveau hiérarchique sont simples à contrôler grâce aux signaux *Start* et *Fin*. La coordination entre ces modules est assurée par une unité de

contrôle de l'algorithme de commande complet qui active les unités de contrôle locales des modules du second niveau hiérarchique à des instants bien déterminés comme le montre la figure 1.12. L'unité de contrôle de l'algorithme de commande est elle-même activée par une impulsion active d'un signal *Start* et génère une impulsion active d'un signal *Fin* une fois le calcul correspondant achevé. Avec une telle structure, l'architecture de l'algorithme de commande est facilement activée en générant une impulsion du signal *Start* et la fréquence de fonctionnement de l'algorithme de commande est imposée par la fréquence de l'impulsion du signal *Start*. L'architecture de chaque module pour les différents niveaux hiérarchiques est codée en utilisant un langage de description matérielle tel que le VHDL.

### 1.3.5. Validation de l'architecture de commande

La première étape de validation de l'architecture conçue est effectuée à travers une procédure de co-simulation entre les simulateurs des outils CAO associés aux FPGA et le logiciel Matlab-Simulink. Cette étape permet de vérifier la fonctionnalité de l'architecture conçue codée avec un langage de description matérielle.

A ce stade, l'architecture est prête à être testée dans son environnement expérimental, néanmoins, il est encore possible de pousser la vérification de la fonctionnalité de l'architecture à travers la procédure "*Hardware in the loop*". Cette procédure est une seconde étape de validation. Elle constitue un outil puissant pour la validation de l'architecture implantée. Elle consiste en l'implantation d'une architecture test sur cible FPGA. Cette architecture est partitionnée en trois modules différents : Le premier assure la génération des "*stimulis*" des données d'entrée de l'architecture à tester. Ces "*stimulis*" sont les données d'entrées de l'algorithme de commande à tester et sont constitués de points recueillis à partir d'une simulation du modèle fonctionnel. Le deuxième module constitue l'architecture à tester et le troisième est une interface de communication entre la cible FPGA et un ordinateur hôte. Cette interface permet dans un sens d'envoyer des références de l'ordinateur hôte vers la cible FPGA, et dans un autre de récupérer les données calculées par l'architecture à tester et de les envoyer vers l'ordinateur hôte. L'architecture test est activée dans un premier temps par un signal de contrôle envoyé à partir de l'ordinateur hôte vers FPGA. Ensuite les données de sortie de l'architecture à tester sont envoyées à chaque période d'échantillonnage vers l'ordinateur hôte. Les données recueillies sur l'ordinateur hôte sont comparées dans l'environnement graphique de Matlab aux résultats de simulation du modèle fonctionnel. La dernière étape de validation consiste à tester l'algorithme de contrôle implanté dans son environnement expérimental et à vérifier que les résultats expérimentaux obtenus répondent aux performances souhaitées lors de la phase de conception de l'architecture de contrôle.

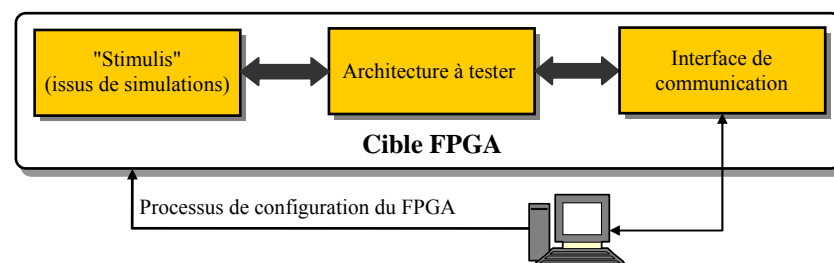


Fig.1.13. Procédure "*Hardware in the loop*"

## 1.4. Description du dispositif expérimental

Les figures 1.14 et 1.15 présentent le dispositif expérimental à base de FPGA mis en œuvre pour le développement d'un banc d'essais dédié à la commande d'une machine synchrone à rotor bobiné. Ce banc permet de développer et de tester une multitude d'algorithmes de commande, notamment les différentes techniques de contrôle de courant d'une machine synchrone citées dans le paragraphe 1.2.2. Il est à noter qu'avec de simples modifications, il est aussi possible d'utiliser ce banc pour la commande d'autres machines électriques telles que la machine à courant continu ou la machine asynchrone.

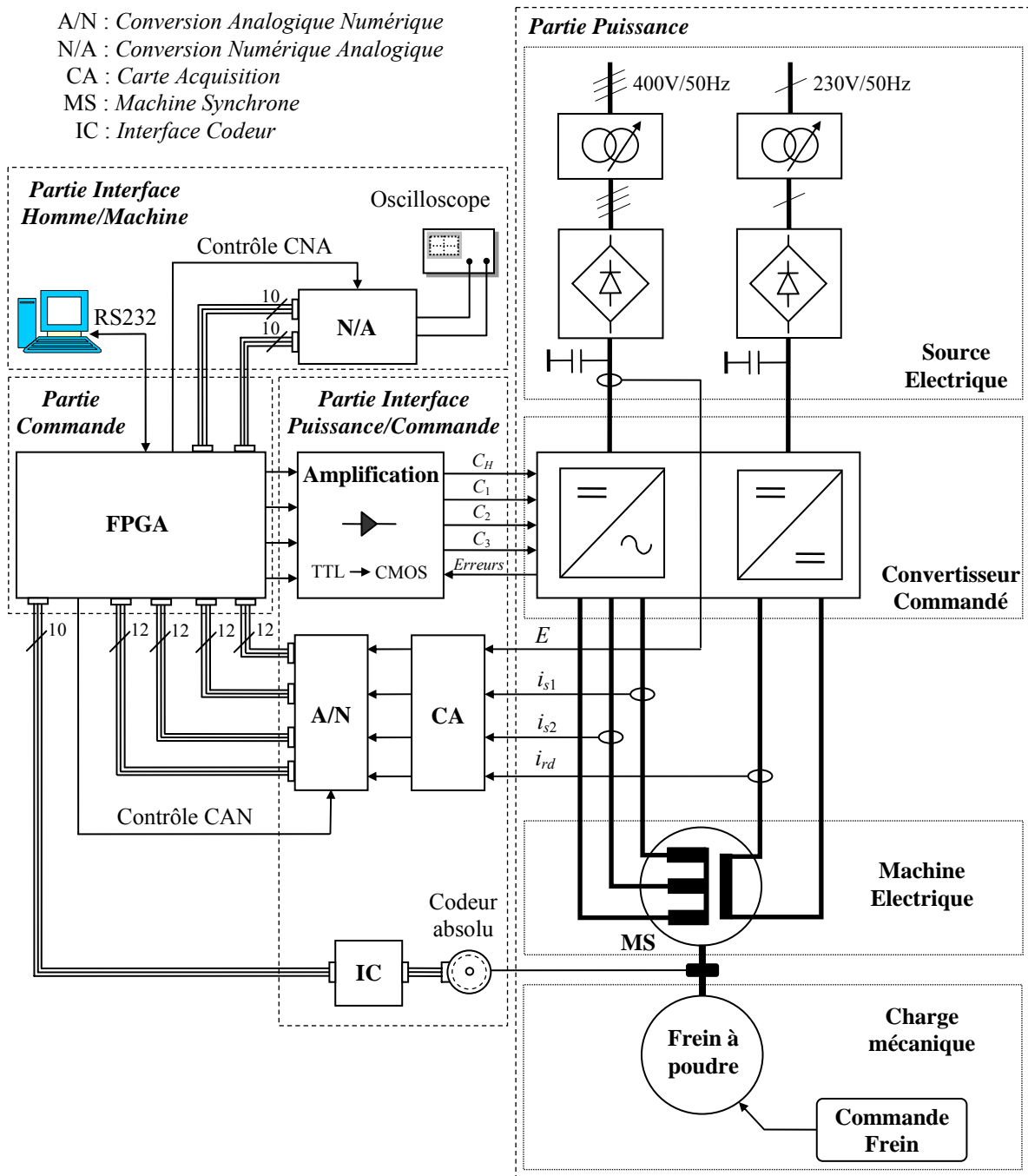


Fig.1.14. Dispositif expérimental du banc d'essais

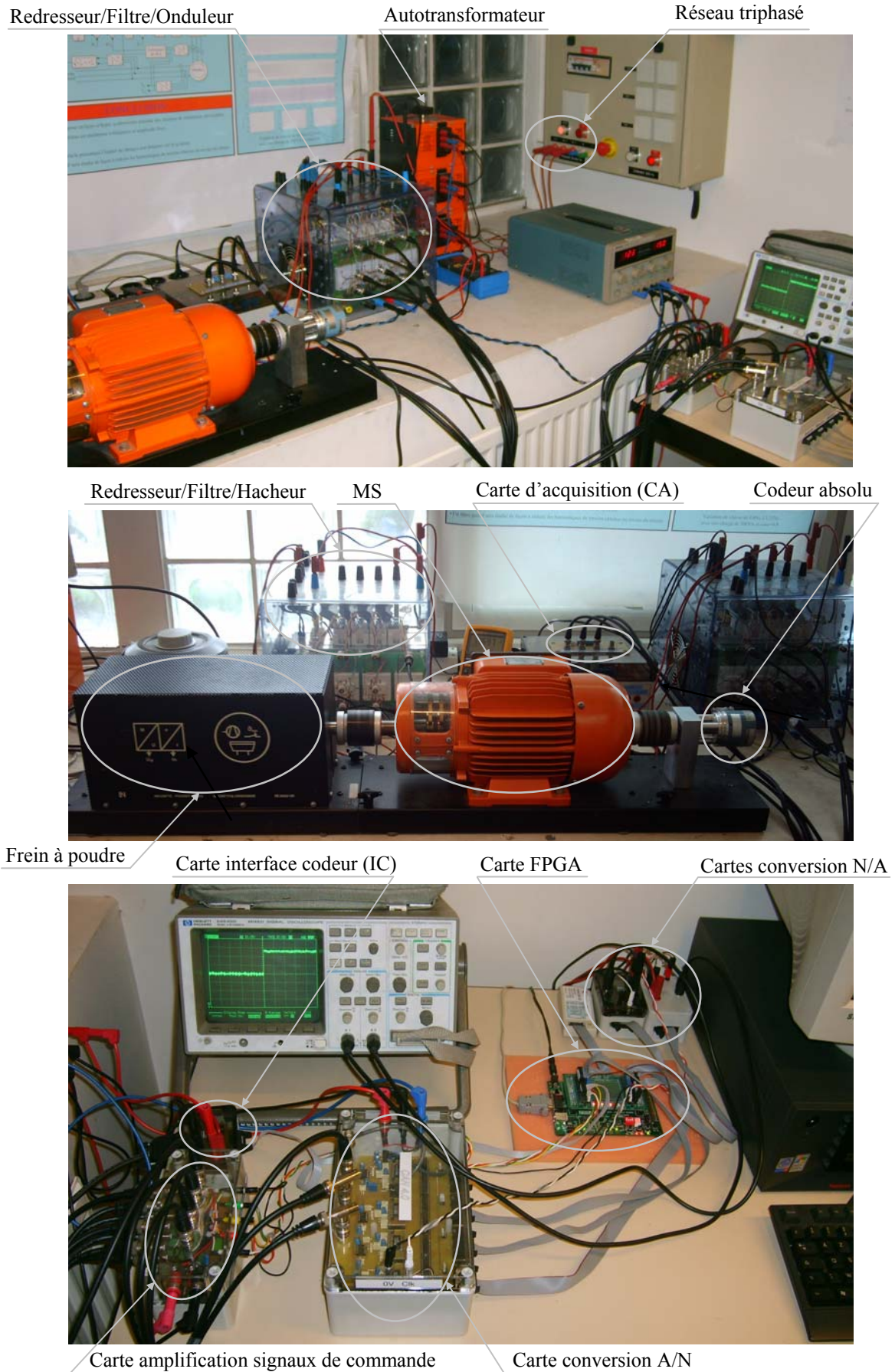


Fig.1.15. Dispositif expérimental du banc d'essais

En se référant à la structure générale de commande de machines électriques mentionnée dans le paragraphe 1.2.1, le dispositif expérimental du banc d'essais réalisé peut être décomposé en plusieurs parties comme le montre la figure 1.14. La description de ces différentes parties est maintenant présentée.

### **1.4.1. Partie puissance**

#### **1.4.1.1. Source électrique**

La source électrique permet de générer deux tensions continues à partir de deux sources de tension alternatives. La première source alternative est un réseau monophasé alternatif (230V/50Hz) alors que la deuxième un réseau triphasé alternatif (400V/50Hz). La génération de chaque tension continue est effectuée en utilisant un autotransformateur (monophasé et triphasé), un pont redresseur (monophasé et triphasé) et un étage de filtrage comportant deux capacités (2200 $\mu$ F/400V) mises en série (ces deux capacités sont équivalentes à une capacité (1100 $\mu$ F/800V)). La présence des autotransformateurs en amont permet de générer deux sources de tension continues réglables selon le rapport de transformation des autotransformateurs.

#### **1.4.1.2. Convertisseur commandé**

Cette partie est essentiellement composée de deux dispositifs d'électronique de puissance : Un onduleur de tension triphasé et un hacheur série. L'onduleur de tension triphasé est un convertisseur continu-alternatif dont le principe de fonctionnement est détaillé en annexe B. L'onduleur de tension alimente les phases statoriques de la machine synchrone. Quant au hacheur série, c'est un convertisseur continu-continu. Il permet de générer à partir d'une tension continue fixe une tension continue réglable, ou plus exactement une tension toujours de même signe, mais de valeur moyenne réglable. La sortie du hacheur série alimente l'inducteur de la machine synchrone. Le principe de fonctionnement d'un hacheur série est détaillé en annexe C.

#### **1.4.1.3. Machine électrique**

La machine électrique du banc d'essais est une machine synchrone à rotor bobiné. C'est une machine à pôles saillants et sans amortisseurs. Ses phases statoriques sont couplées en étoile et sont reliées aux milieux des bras de l'onduleur de tension. L'inducteur de la machine synchrone constitue la charge monophasée alimentée par le hacheur série. La commande du hacheur série dans ce cas permet de réguler le courant d'excitation de l'inducteur de la machine synchrone. Le modèle de la machine synchrone est présenté en annexe A et l'identification de ses paramètres est présentée en annexe D.

#### **1.4.1.4. Charge mécanique**

La charge mécanique est constituée d'un frein à poudre commandé. Ce dernier permet de générer un couple résistant dans les deux sens de rotation de la machine synchrone. Il permet également de lire la valeur du couple résistant appliqué ainsi que la vitesse de rotation de la machine synchrone.



### 1.4.2. Partie commande

Le support matériel utilisé pour l'implantation des algorithmes de commande est une solution matérielle basée sur la carte FPGA Spartan 3 XCS400-PQ208 de la firme Xilinx. Cette carte FPGA contient 400.000 portes logiques et inclut un oscillateur interne qui délivre une horloge de fréquence 50 MHz. L'architecture générique du FPGA de cette carte est composée d'une matrice de 5376 slices liées entre elles par des connexions programmables. Il est à noter qu'une slice est un bloc logique configurable qui contient deux cellules logiques du type de celle présentée par la figure 1.5. Le FPGA de la carte Spartan 3 inclut aussi 16 multiplieurs câblés  $[18 \times 18]$ , des blocs de mémoires RAM internes de taille 18Kb et 141 entrées/sorties. Cette carte permet aussi une communication avec des dispositifs externes via une liaison série RS232 ou par port USB. Les entrées/sorties de cette carte possèdent un niveau logique 0-3.3V. La figure 1.16 présente les différents constituants de la carte Spartan 3.

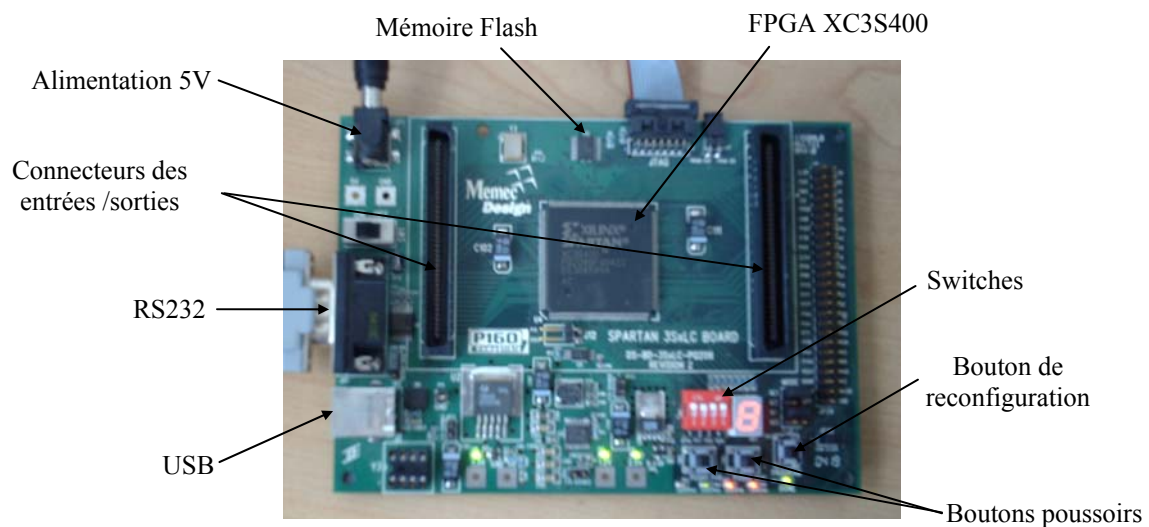


Fig.1.16. La carte FPGA Spartan 3 XC3S400-PQ208

### 1.4.3. Partie interface Puissance/Commande

Cette partie assure l'échange de signaux électriques entre la partie puissance et la partie commande. Cet échange est effectué dans les deux sens : Dans le premier, des informations utiles à la partie commande sont acquises. Dans le deuxième, les signaux de commande calculés dans la partie commande sont amplifiés et envoyés vers le convertisseur commandé. Ainsi, l'interface Puissance/Commande peut être répartie en deux parties : partie acquisition et partie traitement des signaux de commande.

#### 1.4.3.1. Partie acquisition

Cette partie permet d'acquérir des informations à partir de la partie puissance, de les traiter et de les envoyer vers la partie commande numérique. Les données acquises à partir de la partie puissance sont la position angulaire du rotor de la machine synchrone, la tension du bus continu  $E$  à l'entrée de l'onduleur de tension triphasé, le courant d'excitation  $i_{rd}$  de l'inducteur de la machine synchrone et les courants statoriques  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  de la machine synchrone.

#### 1.4.3.1.1. Acquisition de la position du rotor de la machine synchrone

L'acquisition de position est assurée par un codeur absolu de résolution 10 bits. Le codeur est alimenté par une tension continue 15V. Les 10 bits de sortie du codeur possèdent un niveau logique 0-15V. Pour ce faire, une carte interface codeur (IC) (voir figure 1.14) comportant des buffers dont le niveau de tension de sortie est fixé à 3.3V est ajoutée à la sortie du codeur. Ceci permet d'adapter le niveau de tension logique de chaque bit généré par le codeur absolu au niveau logique de la carte FPGA.

#### 1.4.3.1.2. Carte d'acquisition des courants et de la tension du bus continu (CA)

La carte d'acquisition est destinée à assurer l'acquisition de trois courants et d'une tension continue. Elle est basée sur la carte ARCTU3I dont le principe de fonctionnement est détaillé en annexe E. Cette carte permet de générer des images analogiques significatives des courants de la machine synchrone ainsi que de la tension du bus continu à l'entrée de l'onduleur de tension triphasé. La carte d'acquisition développée est associée à des capteurs LEM de courant. Le calibre des images analogiques des courants est de  $\pm 2.5$  V pour une amplitude de courant égale à  $\pm 10$  A. Le calibrage de l'image de la tension du bus continu est effectué de telle sorte que la carte d'acquisition génère une tension continue égale à 1V pour une tension du bus continu  $E$  égale à 100V.

#### 1.4.3.1.3. Carte de conversion analogique numérique (A/N)

La carte de conversion analogique numérique (A/N) (voir figure 1.14) assure la conversion analogique numérique des tensions analogiques délivrées par la carte d'acquisition (CA). Elle est basée sur le convertisseur AD9221 caractérisé par une résolution de 12 bits et un temps de conversion analogique numérique minimal de 2.4  $\mu$ s. Le principe de fonctionnement détaillé des montages de conversion analogique numérique est présenté en annexe E.

### 1.4.3.2. Partie traitement des signaux de commande

Les signaux de commande délivrés par la carte FPGA sont de niveau logique 0-3.3V. La commande des interrupteurs du convertisseur commandé nécessite des signaux de commande de niveau logique 0-15V. Pour ce faire, une carte d'amplification a donc été ajoutée afin d'assurer l'adaptation du niveau de tension des signaux de commande. Des signaux d'erreurs générés par l'onduleur de tension en cas de défaut ont été aussi exploités dans le développement de cette carte afin d'annuler les signaux de commande si un défaut est détecté. La figure 1.17 résume le principe de la carte d'amplification. Le montage de cette carte ainsi que son principe de fonctionnement détaillé sont également présentés en annexe E.

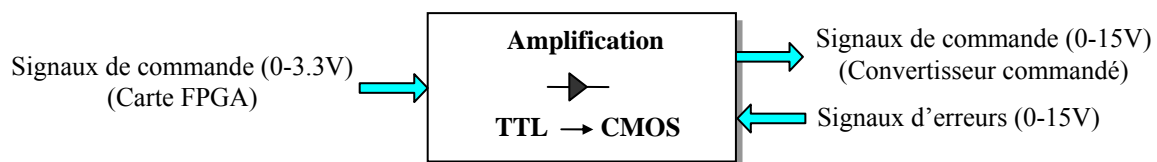


Fig.1.17. Amplification des signaux de commande

### 1.4.4. Partie interface Homme/Machine

L'interface homme machine assure la communication entre le manipulateur et le système commandé. Pour ce faire, un ordinateur hôte permet dans un sens d'envoyer vers la carte

FPGA les consignes de référence et dans un autre d'acquies les variables traitées dans l'algorithme de commande. Cette communication entre l'ordinateur et la carte FPGA est assurée par une liaison série duplexe. Le protocole de communication sur FPGA est géré par une interface série UART. Le principe de fonctionnement de cette interface est détaillé en annexe F. Le protocole de communication qui gère la communication série sur l'ordinateur hôte est un programme développé sur Matlab et est activé par une interface graphique de Matlab. La figure 1.18 présente deux écrans types de cette interface graphique, interfaces qui correspondent à l'envoi des consignes de référence vers le FPGA.

L'interface homme machine comporte aussi deux cartes identiques de conversion numérique analogique (N/A). Chaque carte est basée sur le convertisseur numérique analogique AD9760 de résolution 10 bits et de vitesse de conversion 125 MSPS. Le principe de fonctionnement de la carte de conversion numérique analogique est détaillé en annexe E.

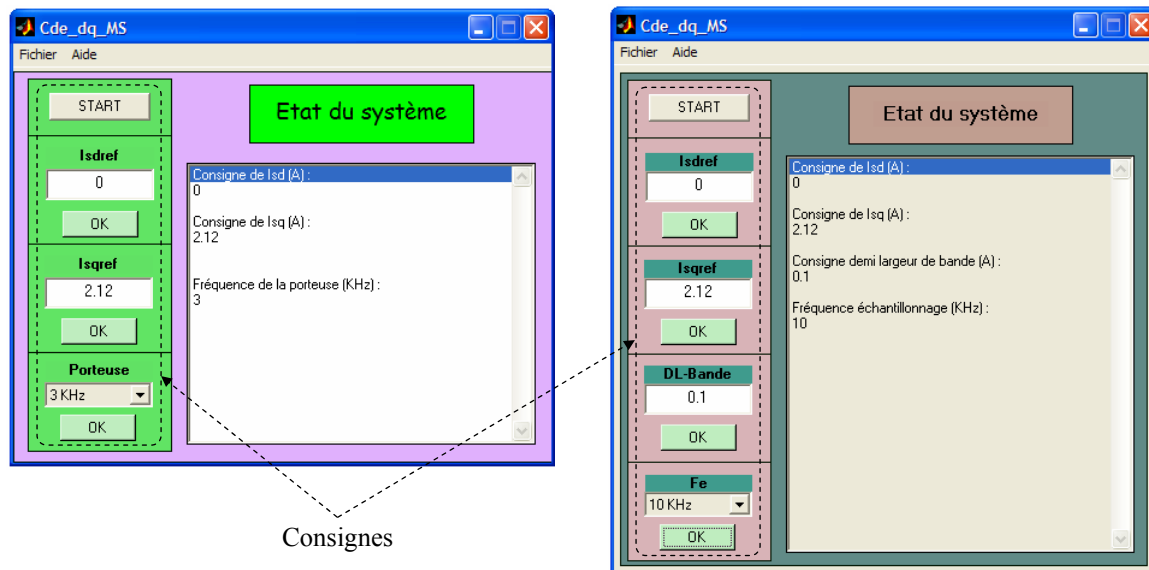


Fig.1.18. Interfaces graphiques pour l'envoi des consignes de référence vers le FPGA

## 1.5. Architecture de commande

La figure 1.20 présente la structure générale des architectures de commande implantées sur cible FPGA. Outre le module de l'algorithme de contrôle, cette architecture inclut aussi les modules suivants :

- *Modules interface A/N* : Ces modules permettent de contrôler le processus de conversion analogique numérique à travers l'envoi d'une horloge de contrôle vers les convertisseurs de la carte A/N. Les données converties sont ensuite traitées pour être adaptées au format normalisé utilisé par l'architecture de l'algorithme de contrôle.
- *Module de régulation du courant d'excitation* : Ce module assure la régulation du courant d'excitation  $i_{rd}$  de l'inducteur de la machine synchrone. La commande utilisée pour la régulation du courant  $i_{rd}$  est présentée en annexe C. Il est à noter que le module de régulation du courant d'excitation fonctionne en parallèle et indépendamment du module de l'algorithme de contrôle.
- *Module de l'interface N/A* : Ce module assure le contrôle de deux cartes de conversion numériques analogiques comportant deux convertisseurs numériques analogiques de résolution 10 bits. Le contrôle du processus de conversion numérique analogique est effectué



à travers une horloge générée par le module de l'interface N/A. Ce dernier fonctionne aussi indépendamment du module de l'algorithme de contrôle.

- *Module de l'interface codeur* : Ce module gère l'acquisition de la position mécanique et permet la détermination de la position électrique du rotor de la machine synchrone. La liaison entre le codeur absolu et le rotor de la machine synchrone est une liaison mécanique qui est effectuée aléatoirement. Par conséquent, il est nécessaire d'ajouter un angle d'offset  $\theta_{offset}$  pour compenser l'erreur due à la liaison mécanique. La détermination de l'angle d'offset est détaillée en annexe G. La figure 1.19 présente l'algorithme correspondant à l'architecture du module de l'interface codeur.

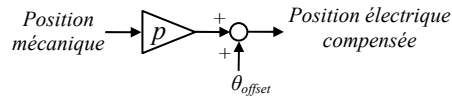


Fig.1.19. Détermination de la position électrique du rotor

Où  $p$  est le nombre de paires de pôles de la machine synchrone.

- *Module de l'interface série* : Ce module gère le protocole de communication par liaison série entre la carte FPGA et l'ordinateur hôte. Il inclut le module UART ainsi qu'un module de décodage à base de mémoires RAM. Ce module de décodage permet de sélectionner la bonne référence et de lui affecter, selon le format à virgule fixe utilisé par l'algorithme de contrôle, le code binaire associé à la référence envoyée à partir de l'ordinateur hôte.

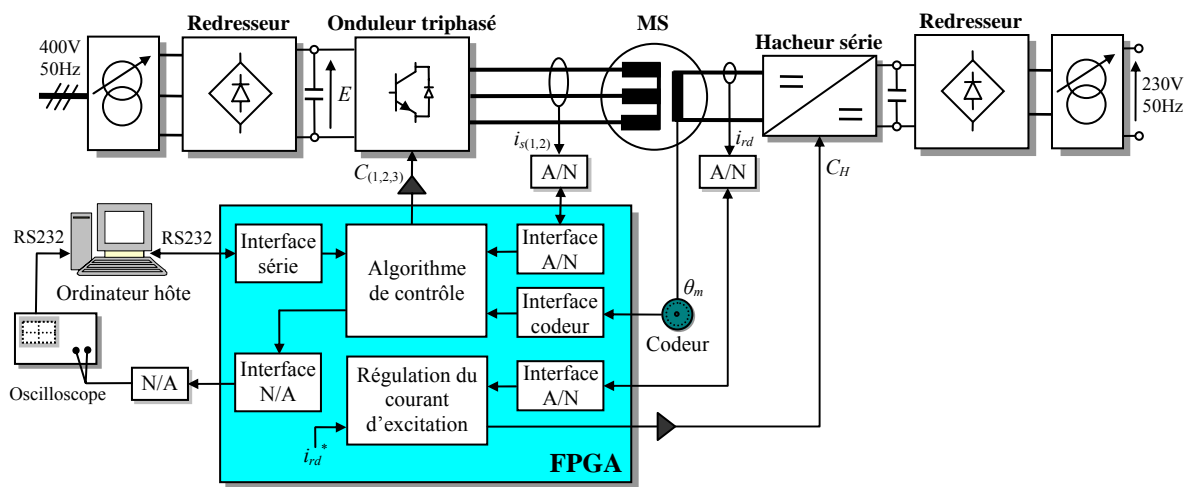


Fig.1.20. Structure générale des architectures de commande

Ainsi, l'utilisation des FPGA offre une flexibilité de plus en intégrant sur un seul et même composant différentes fonctionnalités qui peuvent être hétérogènes et qui peuvent travailler indépendamment les unes des autres. Ce type d'implantation permet donc la réalisation d'un système SoC (System on Chip). Ce système offre l'avantage d'intégrer sur une seule puce des fonctions qui nécessitaient auparavant plusieurs circuits reliés entre eux sur une carte. Ainsi, l'utilisation des FPGA dans ce cas permet d'avoir une solution mieux intégrée entraînant une réduction des coûts et un accroissement de la fiabilité.

## 1.6. Conclusion

Ce chapitre a présenté le domaine d'application autour duquel sera axé ce travail. Après une présentation des avantages et inconvénients des différentes méthodes d'implantation d'algorithmes de commande de machines électriques, ce chapitre a mis l'accent sur l'apport de l'utilisation des FPGA comme cible d'implantation. Une méthodologie de développement appropriée associée aux implantations sur cible FPGA a été aussi présentée. Enfin, une description détaillée du dispositif expérimental mis en œuvre pour le contrôle d'une machine synchrone a été donnée. Ce dispositif est basé sur l'utilisation d'un FPGA qui servira de support à l'implantation des différentes techniques de contrôles de courant qui seront présentées dans les chapitres qui suivent.

## Chapitre 2

# Contrôle ON/OFF du courant d'une machine synchrone

## 2.1. Introduction

Les stratégies de contrôle ON/OFF constituent le moyen le plus simple pour assurer une bonne régulation des courants avec un onduleur de tension triphasé. Les principaux avantages de ce type de stratégies sont les suivants :

- Contrôle instantané des trajectoires du courant avec une bonne précision.
- Protection contre les pics de courant.
- Très bonne dynamique du système.
- Compensation des effets de changements de paramètres.
- Compensation des temps morts.
- Compensation des fluctuations de tension du bus continu et des sources alternatives.

Les stratégies de contrôle ON/OFF peuvent être essentiellement classées en deux catégories. La première est basée sur l'utilisation des correcteurs à hystérésis et est caractérisée par une fréquence de commutation variable [Kaz-98]. La deuxième constitue une classe spéciale des stratégies de contrôle ON/OFF. Elle est basée sur la technique nommée modulation delta [Kaz-98], [Khe-87] et est caractérisée par une fréquence de commutation limitée.

Ce chapitre portera sur l'analyse et la mise en œuvre expérimentale de techniques de contrôle du courant d'une machine synchrone faisant parti de chacune de ces stratégies de contrôle ON/OFF. Par ailleurs, les spécificités de l'implantation sur cible FPGA de ces stratégies de contrôle sont aussi discutées et analysées.

## 2.2. Contrôle du courant d'une machine synchrone basé sur une stratégie de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable

L'objectif d'une stratégie de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable est de maintenir le vecteur erreur courant à l'intérieur d'un contour limite imposé par les bandes des correcteurs à hystérésis. Plusieurs variantes de cette stratégie sont utilisées. La plus simple et la plus répandue est celle du contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants. D'autres variantes traitent le vecteur erreur courant [Mar-98], [Kaz-91], [Chan-94] dans un système de coordonnées biphasé fixe ou tournant et permettent par la suite de compenser l'effet d'interaction entre les phases. Dans ce paragraphe est présentée l'implantation sur cible FPGA de deux types de stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable. Il s'agit de la stratégie de contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants et d'une stratégie de contrôle par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$  du vecteur courant statorique.

### 2.2.1. Rappel théorique du principe de fonctionnement d'exemples de stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable

#### 2.2.1.1. Stratégie de contrôle par hysteresis à régulateurs indépendants

La figure 2.2.a présente le schéma de principe de la stratégie de contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants pour le contrôle du courant d'une machine synchrone. Quand le courant instantané d'une phase s'écarte de sa valeur de référence d'une valeur  $\Delta h/2$ , fixée par la bande du correcteur à hystérésis, une commutation est imposée aux interrupteurs du bras d'onduleur correspondant, de façon à maintenir le courant réel à l'intérieur d'une bande  $\pm \Delta h/2$  entourant le courant de référence comme le montre la figure 2.2.b. Cette stratégie utilise trois correcteurs à hystérésis indépendants, un par phase. Les correcteurs à hystérésis utilisés sont

des correcteurs à deux niveaux. Le correcteur de chaque phase  $i$  ( $i=1,2,3$ ) agit selon la différence entre le courant de référence  $i_{si}^*$  et le courant réel  $i_{si}$  circulant dans une phase de la machine synchrone ( $i=1,2,3$ ). Chaque correcteur génère un signal de commande  $C_i$  selon la caractéristique de commutation donnée par la figure 2.1. Le signal logique  $C_i$  est donné par la relation suivante :

$$\begin{cases} C_i = 1 & \text{si } \Delta i_{si} = (i_{si}^* - i_{si}) \geq \Delta h / 2 \\ C_i = 0 & \text{si } \Delta i_{si} = (i_{si}^* - i_{si}) \leq -\Delta h / 2 \end{cases} \quad (i = 1, 2, 3) \quad (2.1)$$

A l'intérieur de la zone d'hystérésis, le signal logique  $C_i$  est soit égal à 1, soit égal à 0, selon le basculement précédent.

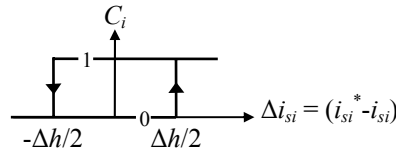


Fig.2.1. Caractéristique de commutation d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux

La figure 2.3 présente le vecteur courant de référence  $\vec{i}_s^*$ , le vecteur courant réel  $\vec{i}_s$ , le vecteur erreur courant associé  $\Delta \vec{i}_s$  ainsi qu'une analyse des états de commutation d'un contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants. Les erreurs de courant pour chaque phase sont données par la projection du vecteur erreur  $\Delta \vec{i}_s$  sur l'axe de chaque phase. Les limites du vecteur erreur courant  $\Delta \vec{i}_s$  pour une référence du vecteur courant  $\vec{i}_s^*$  donnée sont définies par un diagramme en étoile, centré sur l'extrémité du vecteur  $\vec{i}_s^*$  et dont les côtés restent perpendiculaires aux axes des phases comme le montre la figure 2.3.

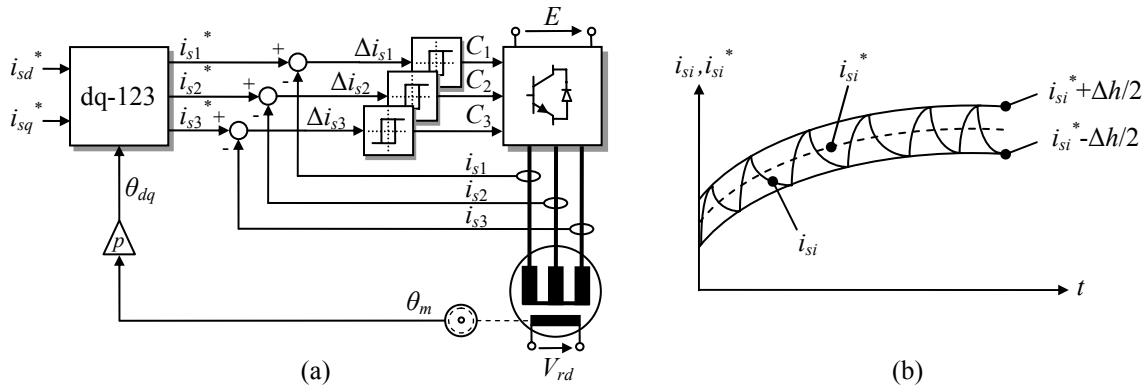


Fig.2.2. (a) Stratégie de contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants (b) Principe de fonctionnement d'un correcteur à hystérésis

Si les courants réels de la machine suivent leurs références sans dépasser les bandes imposées par les correcteurs à hystérésis, alors le vecteur erreur de courant se trouve à l'intérieur de l'hexagone délimité par les bandes (elles-mêmes orthogonales aux trois axes) des trois phases statoriques. Cependant, dans certaines conditions, le vecteur erreur courant peut dépasser cet hexagone et donc le courant réel d'une des trois phases de la machine peut dépasser la bande imposée par le correcteur à hystérésis correspondant. Ce comportement est dû à l'interaction entre les trois phases, notamment lorsque le changement d'état imposé par un correcteur à hystérésis entraîne l'application d'un vecteur de tension nul. L'onduleur reprend le contrôle des courants quand la limite d'une autre phase est atteinte et un autre vecteur tension non nul est appliqué.

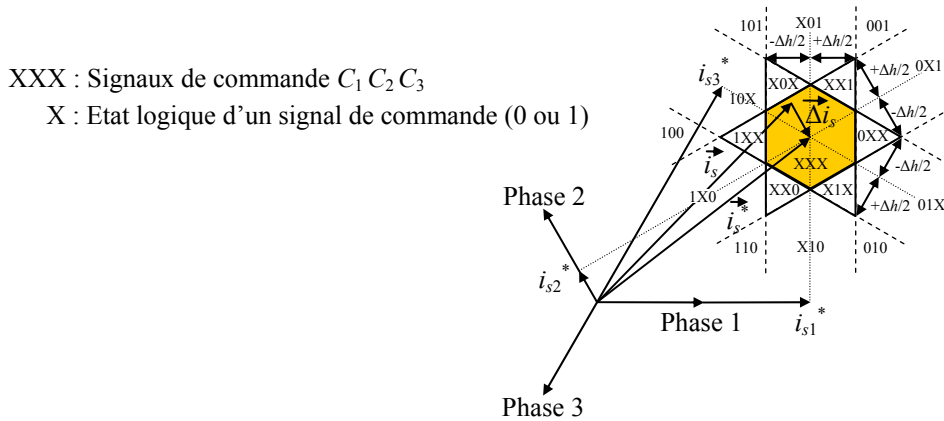


Fig.2.3. Diagramme de commutation d'un contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants

La figure 2.4 présente un exemple de comportement du vecteur erreur courant. Cette figure montre que l'erreur du courant sur une des trois phases peut atteindre  $2\Delta h$ , soit deux fois la largeur de bande des correcteurs à hystérésis, avant que l'onduleur ne reprenne le contrôle. À noter qu'en réalité l'inclinaison des bouts de droites de la trajectoire du vecteur erreur courant change lentement étant donné que la position du vecteur courant ainsi que la force électromotrice induite dans la machine varient au cours du temps.

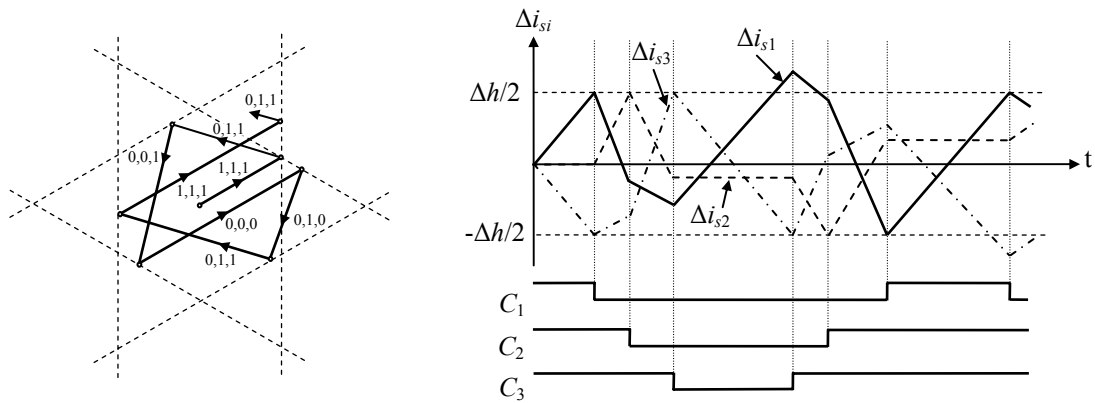


Fig.2.4. Exemple d'évolution du vecteur erreur courant

Ainsi, la répartition obtenue des instants de commutation est assez irrégulière causant par la suite une fréquence de commutation variable. Par conséquent, il est possible d'avoir des fréquences de commutation élevées ayant pour effet des pertes par commutation importantes sur les interrupteurs de l'onduleur. La fréquence de commutation dépend dans ce cas essentiellement :

- De la largeur de bande des correcteurs à hystérésis. La diminution de cette largeur de bande aura pour effet une augmentation de la fréquence de commutation.
- De la tension du bus continu  $E$ . Si  $E$  augmente alors la fréquence de commutation augmente.
- Des inductances cycliques de la machine. Si la valeur de ces inductances diminue alors la fréquence de commutation augmente.
- De la résistance statorique  $R_s$ . Si  $R_s$  diminue alors la fréquence de commutation augmente.
- De l'amplitude du vecteur courant statorique. Si l'amplitude du vecteur courant statorique diminue alors la fréquence de commutation augmente.

- De la vitesse de rotation de la machine. Si la vitesse de rotation de la machine diminue, alors l'amplitude des termes des forces électromotrices induites diminuent et la fréquence de commutation augmente.

Par conséquent, les limites sur la fréquence de commutation de l'onduleur de tension imposent la définition d'une bande minimale pour les ondulations de courant. Cette bande peut être définie à partir du diagramme de commutation donné par la figure 2.3. Elle est responsable de l'existence de zones de hautes fréquences de commutation pour des faibles valeurs de la force électromotrice induite.

### 2.2.1.2. Stratégie de contrôle par hysteresis dans le plan $(\alpha, \beta)$ du vecteur courant statorique

L'expression du vecteur erreur courant statorique  $\Delta \vec{i}_s$  est égale à la différence entre le vecteur courant statorique de référence  $\vec{i}_s^*$  et le vecteur courant statorique  $\vec{i}_s$ . Le vecteur erreur courant statorique s'exprime donc comme suit :

$$\Delta \vec{i}_s = \vec{i}_s^* - \vec{i}_s \quad (2.2)$$

En supposant que  $i_{s\alpha}^*$  et  $i_{s\beta}^*$  sont les projections du vecteur courant statorique de référence  $\vec{i}_s^*$  sur respectivement l'axe  $\alpha$  et l'axe  $\beta$  et que  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$  sont celles du vecteur courant statorique  $\vec{i}_s$  sur respectivement l'axe  $\alpha$  et l'axe  $\beta$ , il est possible de définir les erreurs  $\Delta i_{s\alpha}$  et  $\Delta i_{s\beta}$ , projections du vecteur erreur courant statorique  $\Delta \vec{i}_s$  sur respectivement l'axe  $\alpha$  et l'axe  $\beta$ , comme suit :

$$\Delta i_{s\alpha} = i_{s\alpha}^* - i_{s\alpha} \quad (2.3)$$

$$\Delta i_{s\beta} = i_{s\beta}^* - i_{s\beta} \quad (2.4)$$

L'objectif de la stratégie de contrôle par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$  est de maintenir les erreurs  $\Delta i_{s\alpha}$  et  $\Delta i_{s\beta}$ , sur respectivement l'axe  $\alpha$  et l'axe  $\beta$ , à l'intérieur d'une bande donnée imposée par des correcteurs à hystérésis. Les correcteurs à hystérésis utilisés dans ce cas sont des correcteurs à hystérésis à trois niveaux. Ils génèrent des signaux logiques  $C_\alpha$  et  $C_\beta$  définis comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{ll} C_\alpha = -1 & \text{si } \Delta i_{s\alpha} \leq -\frac{\Delta h_\alpha}{2} \\ C_\alpha = 0 & \text{si } -\frac{\Delta h_\alpha}{2} < \Delta i_{s\alpha} < \frac{\Delta h_\alpha}{2} \\ C_\alpha = 1 & \text{si } \Delta i_{s\alpha} \geq \frac{\Delta h_\alpha}{2} \end{array} \right. \quad (2.5) \quad \left\{ \begin{array}{ll} C_\beta = -1 & \text{si } \Delta i_{s\beta} \leq -\frac{\Delta h_\beta}{2} \\ C_\beta = 0 & \text{si } -\frac{\Delta h_\beta}{2} < \Delta i_{s\beta} < \frac{\Delta h_\beta}{2} \\ C_\beta = 1 & \text{si } \Delta i_{s\beta} \geq \frac{\Delta h_\beta}{2} \end{array} \right. \quad (2.6)$$

La figure 2.5 présente le vecteur courant de référence  $\vec{i}_s^*$ , le vecteur courant réel  $\vec{i}_s$ , le vecteur erreur courant associé  $\Delta \vec{i}_s$  ainsi qu'une analyse des états logiques des signaux  $C_\alpha$  et  $C_\beta$ .

Pour la synthèse de la loi de commande, la tension du bus continu  $E$  est supposée être assez élevée afin d'assurer des dérivées de courant (directions) adéquates quel que soit le point de fonctionnement considéré. Dans cette stratégie de contrôle, le maintien du vecteur erreur courant statorique à l'intérieur du carré imposé par les bandes des correcteurs à hystérésis sur les axes  $\alpha$  et  $\beta$  impose que le vecteur tension appliqué lors d'un dépassement d'une des bandes ait des composantes  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  de même signe que les erreurs  $\Delta i_{s\alpha}$  et  $\Delta i_{s\beta}$ . A partir de ces hypothèses et en utilisant le tableau B.1 donné en annexe B, on obtient la table de commutation donnée par le tableau 2.1.

(X,X) : Signaux  $C_\alpha$  et  $C_\beta$

X : Etat logique des signaux  $C_\alpha$  et  $C_\beta$  (-1 ou 0 ou 1)

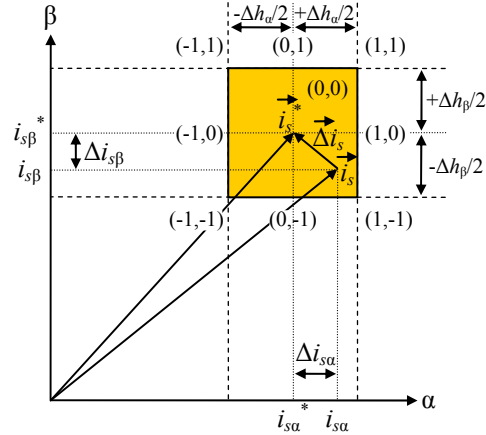


Fig.2.5. Diagramme de commutation du contrôle par hystérésis à trois niveaux dans le plan  $(\alpha, \beta)$

| $C_\alpha$ | $C_\beta$ | Signe( $V_{s\alpha}$ ) | Signe( $V_{s\beta}$ ) | $\vec{V}_i[k]$                    |
|------------|-----------|------------------------|-----------------------|-----------------------------------|
| -1         | -1        | -                      | -                     | $\vec{V}_5$                       |
| -1         | 0         | -                      | x                     | $\vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5$ |
| -1         | 1         | -                      | +                     | $\vec{V}_3$                       |
| 0          | -1        | x                      | -                     | $\vec{V}_5, \vec{V}_6$            |
| 0          | 0         | x                      | x                     | $\vec{V}_i[k-1]$                  |
| 0          | 1         | x                      | +                     | $\vec{V}_2, \vec{V}_3$            |
| 1          | -1        | +                      | -                     | $\vec{V}_6$                       |
| 1          | 0         | +                      | x                     | $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_6$ |
| 1          | 1         | +                      | +                     | $\vec{V}_2$                       |

Tab.2.1. Table de commutation selon l'état logique des signaux  $C_\alpha$  et  $C_\beta$

Où  $\vec{V}_i[k]$  et  $\vec{V}_i[k-1]$  sont les vecteurs tensions appliqués pendant respectivement la  $k^{\text{ème}}$  et  $(k-1)^{\text{ème}}$  périodes d'échantillonnages. Le symbole x indique qu'il est possible d'appliquer une composante  $V_{s\alpha}$  ou  $V_{s\beta}$  ayant un signe positif ou négatif.

Comme le montre le tableau 2.1, il est possible d'avoir plusieurs possibilités pour l'application du vecteur tension adéquat lorsque  $(C_\alpha, C_\beta)$  appartient à l'ensemble  $\{(-1,0), (0,-1), (0,1), (1,0)\}$ . Dans ce qui suit est étudié le choix du vecteur tension le plus adéquat pour chacun de ces cas :

- Cas où  $(C_\alpha, C_\beta) = (-1,0)$

Dans ce cas, le vecteur tension à appliquer doit corriger une erreur négative selon l'axe  $\alpha$ . Par conséquent, il doit avoir une composante  $V_{s\alpha}$  négative. Selon le tableau B.1, trois vecteurs tension comportent une composante  $V_{s\alpha}$  négative. Il s'agit des vecteurs  $\vec{V}_3$ ,  $\vec{V}_4$  et  $\vec{V}_5$ . Le



vecteur tension choisi dans ce cas est  $\vec{V}_4$  étant donné qu'il possède la plus grande composante en amplitude sur l'axe  $\alpha$ .

- Cas où  $(C_\alpha, C_\beta) = (0, -1)$

Dans ce cas, le vecteur tension à appliquer doit corriger une erreur négative selon l'axe  $\beta$ . Par conséquent, il doit avoir une composante  $V_{s\beta}$  négative. Selon le tableau B.1, deux vecteurs tension comportent une composante  $V_{s\beta}$  négative. Il s'agit des vecteurs  $\vec{V}_5$  et  $\vec{V}_6$ . Ces deux vecteurs possèdent une composante  $V_{s\beta}$  ayant une même amplitude égale à  $E/\sqrt{3}$ . Dans ce cas, le choix entre ces deux vecteurs s'effectue en comparant les erreurs du courant sur la deuxième et troisième phase comme suit :

Si la valeur absolue de l'erreur sur la deuxième phase ( $\Delta i_{s2}$ ) est inférieure à celle sur la troisième phase ( $\Delta i_{s3}$ ), le vecteur tension à choisir est celui ayant la plus grande composante selon la troisième phase. Selon le tableau B.1, le vecteur tension à choisir dans ce cas est  $\vec{V}_5$ . Sinon, dans le cas contraire, le vecteur tension à appliquer est celui ayant la plus grande composante selon la deuxième phase. Selon le tableau B.1, le vecteur tension à choisir dans ce cas est  $\vec{V}_6$ . La figure 2.6 explique le choix entre les vecteurs  $\vec{V}_5$  et  $\vec{V}_6$  selon l'erreur sur la deuxième et troisième phase.

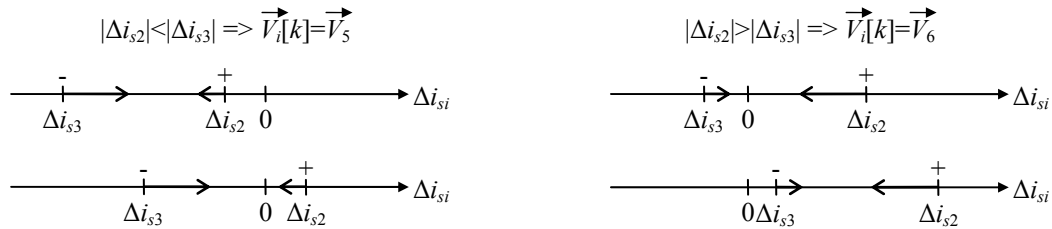


Fig.2.6. Sélection du vecteur tension à appliquer selon l'erreur sur la deuxième et troisième phase pour le cas où  $(C_\alpha, C_\beta) = (0, -1)$

- Cas où  $(C_\alpha, C_\beta) = (0, 1)$

Dans ce cas, le vecteur tension à appliquer doit corriger une erreur positive selon l'axe  $\beta$ . Par conséquent, il doit avoir une composante  $V_{s\beta}$  positive. Selon le tableau B.1, deux vecteurs tension comportent une composante  $V_{s\beta}$  positive. Il s'agit des vecteurs  $\vec{V}_2$  et  $\vec{V}_3$ . Avec un raisonnement similaire au cas précédent, si la valeur absolue de l'erreur sur la deuxième phase ( $\Delta i_{s2}$ ) est inférieure à celle sur la troisième phase ( $\Delta i_{s3}$ ), le vecteur tension à choisir est le vecteur  $\vec{V}_2$ . Sinon, dans le cas contraire, le vecteur tension à choisir est le vecteur  $\vec{V}_3$ .

- Cas où  $(C_\alpha, C_\beta) = (1, 0)$

Dans ce cas, le vecteur tension à appliquer doit corriger une erreur positive selon l'axe  $\alpha$ . Par conséquent, il doit avoir une composante  $V_{s\alpha}$  positive. Selon le tableau B.1, trois vecteurs tension comportent une composante  $V_{s\alpha}$  positive. Il s'agit des vecteurs  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_2$  et  $\vec{V}_6$ . Le vecteur tension choisi dans ce cas est  $\vec{V}_1$  étant donné qu'il possède la plus grande composante en amplitude sur l'axe  $\alpha$ .

Ainsi, à partir de cette analyse, une forme simplifiée de la table de commutation du tableau 2.1 est donnée par le tableau 2.2 [Mar-98].

La figure 2.7 présente la structure de commande par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$  résultante. Une transformation de Park inverse (dq-123) assure la génération des courants statoriques de référence  $i_{s1}^*$ ,  $i_{s2}^*$  et  $i_{s3}^*$  dans le repère lié au stator à partir des composantes directe et transverse de référence  $i_{sd}^*$  et  $i_{sq}^*$  du vecteur courant statorique et de la position électrique du

rotor de la machine synchrone  $\theta_{dq}$ . Une transformation de Clarke génère par la suite les composantes  $i_{s\alpha}^*$  et  $i_{s\beta}^*$  de référence. Une deuxième transformation de Clarke assure la génération des composantes  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$  mesurées. Deux correcteurs à hystérésis à trois niveaux sur les axes  $\alpha$  et  $\beta$  permettent de déterminer l'état logique des signaux  $C_\alpha$  et  $C_\beta$ . Ces derniers adressent une table de commutation qui fournit les signaux de commande  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  de l'onduleur de tension. Cette table est aussi adressée par le résultat de comparaison entre les valeurs absolues des erreurs  $\Delta i_{s2}$  et  $\Delta i_{s3}$ .

| $C_\alpha$ | $C_\beta$ | Signe( $V_{s\alpha}$ ) | Signe( $V_{s\beta}$ )               | $\vec{V}_i[k]$   |
|------------|-----------|------------------------|-------------------------------------|------------------|
| -1         | -1        | -                      | -                                   | $\vec{V}_5$      |
| -1         | 0         | -                      | x                                   | $\vec{V}_4$      |
| -1         | 1         | -                      | +                                   | $\vec{V}_3$      |
| 0          | -1        | x                      | $ \Delta i_{s2}  <  \Delta i_{s3} $ | $\vec{V}_5$      |
|            |           |                        | $ \Delta i_{s2}  >  \Delta i_{s3} $ | $\vec{V}_6$      |
| 0          | 0         | x                      | x                                   | $\vec{V}_i[k-1]$ |
| 0          | 1         | x                      | $ \Delta i_{s2}  <  \Delta i_{s3} $ | $\vec{V}_2$      |
|            |           |                        | $ \Delta i_{s2}  >  \Delta i_{s3} $ | $\vec{V}_3$      |
| 1          | -1        | +                      | -                                   | $\vec{V}_6$      |
| 1          | 0         | +                      | x                                   | $\vec{V}_1$      |
| 1          | 1         | +                      | +                                   | $\vec{V}_2$      |

Tab.2.2. Table de commutation simplifiée selon l'état logique des signaux  $C_\alpha$  et  $C_\beta$

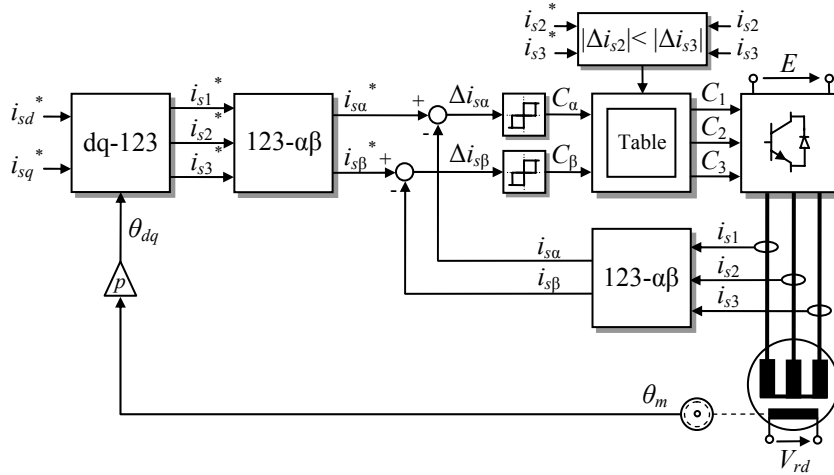


Fig.2.7. Stratégie de contrôle par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$  du vecteur courant statorique

## 2.2.2. Réalisation expérimentale des stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable

### 2.2.2.1. Implantation sur cible FPGA des stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable

Les figures 2.8 et 2.9 présentent les architectures de commande développées correspondant respectivement à la stratégie de contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants et à la stratégie de contrôle par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$ . Les diagrammes temporels du mode de fonctionnement de ces architectures sont présentés sur la figure 2.10.

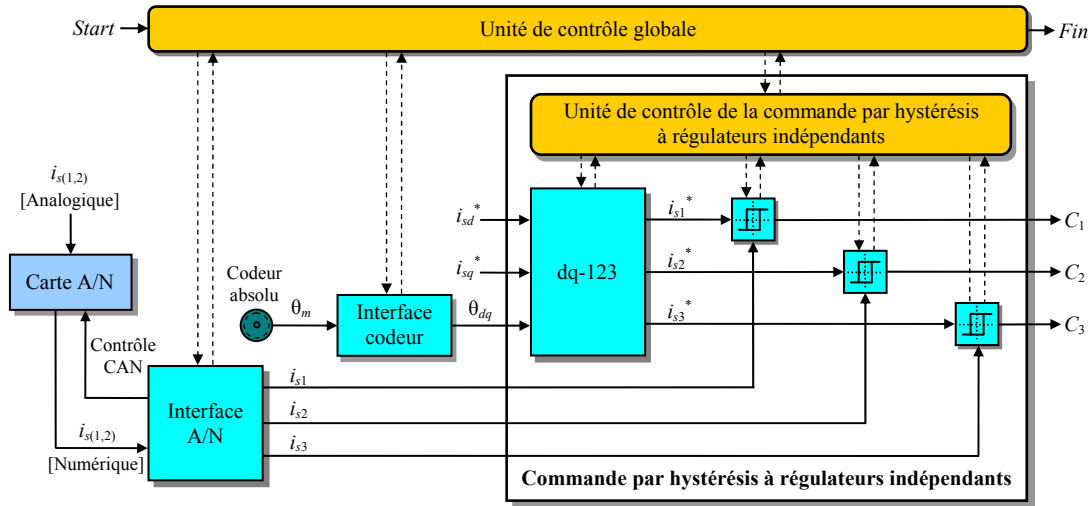
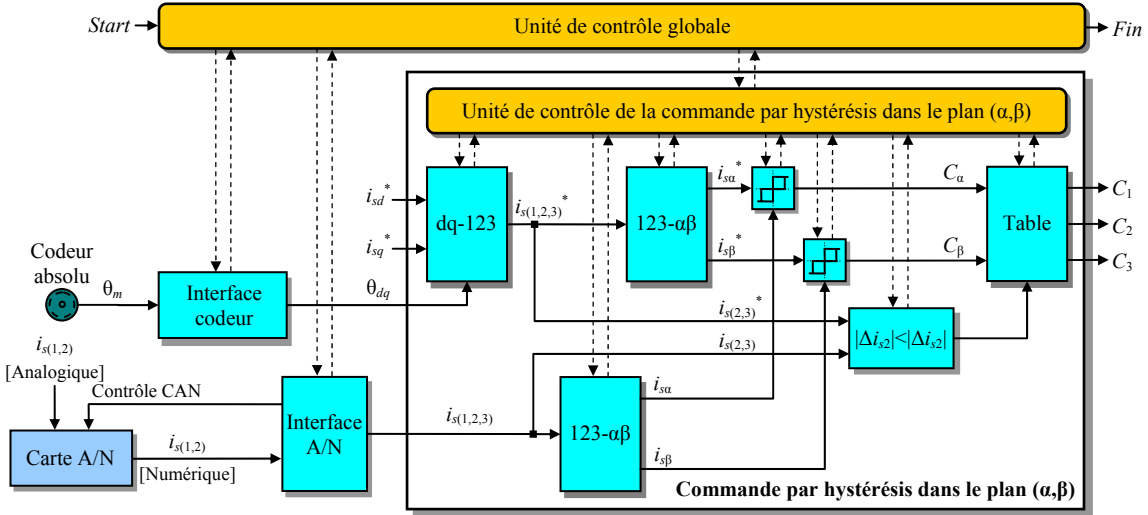


Fig.2.8. Architecture de la commande par hystérésis à régulateurs indépendants

Fig.2.9. Architecture de la commande par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$ 

Le mode de fonctionnement donné par les diagrammes temporels de la figure 2.10 est caractéristique des stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable. Afin de réaliser un tel mode de fonctionnement, le signal *Start* qui active l'unité de contrôle globale des architectures données par les figures 2.8 et 2.9 est forcé à un niveau logique haut. Pour chaque cycle de calcul, chaque unité de contrôle globale (des figures 2.8 et 2.9) active parallèlement et au même instant trois modules. Il s'agit des modules de l'interface codeur, de l'interface A/N et de la stratégie de contrôle ON/OFF associée.

La figure 2.10.a présente les différentes opérations nécessaires pour la génération des signaux de commande via l'architecture de la stratégie de contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants. A l'instant  $t_k$ , qui correspond au début de la  $k^{\text{ème}}$  période d'échantillonnage, les courants statoriques ainsi que la position mécanique sont échantillonnés et le processus de conversion analogique numérique est activé. Au même instant  $t_k$ , le module commande par hystérésis à régulateurs indépendants est activé. Ce module est contrôlé par sa propre unité de contrôle. Cette dernière active en premier lieu le module de la transformation de Park inverse (dq-123) qui, après un temps de calcul égal à  $t_{dq-123}$ , génère les courants statoriques de référence  $i_{s1}^*$ ,  $i_{s2}^*$  et  $i_{s3}^*$ . Quand le calcul des courants statoriques de référence est achevé, les modules des correcteurs à hystérésis sont activés en parallèle. Après un temps de calcul égal à  $t_{H2}$ , ils génèrent et appliquent à l'onduleur de tension les signaux de commande  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  correspondants à la  $k^{\text{ème}}$  période d'échantillonnage. Etant donné que le signal *Start* est forcé à

un niveau logique haut, le prochain cycle de calcul correspondant à la  $(k+1)^{ème}$  période d'échantillonnage est activé à l'instant  $t_{k+1}$  immédiatement après la fin du processus de conversion analogique numérique de la  $k^{ème}$  période d'échantillonnage.

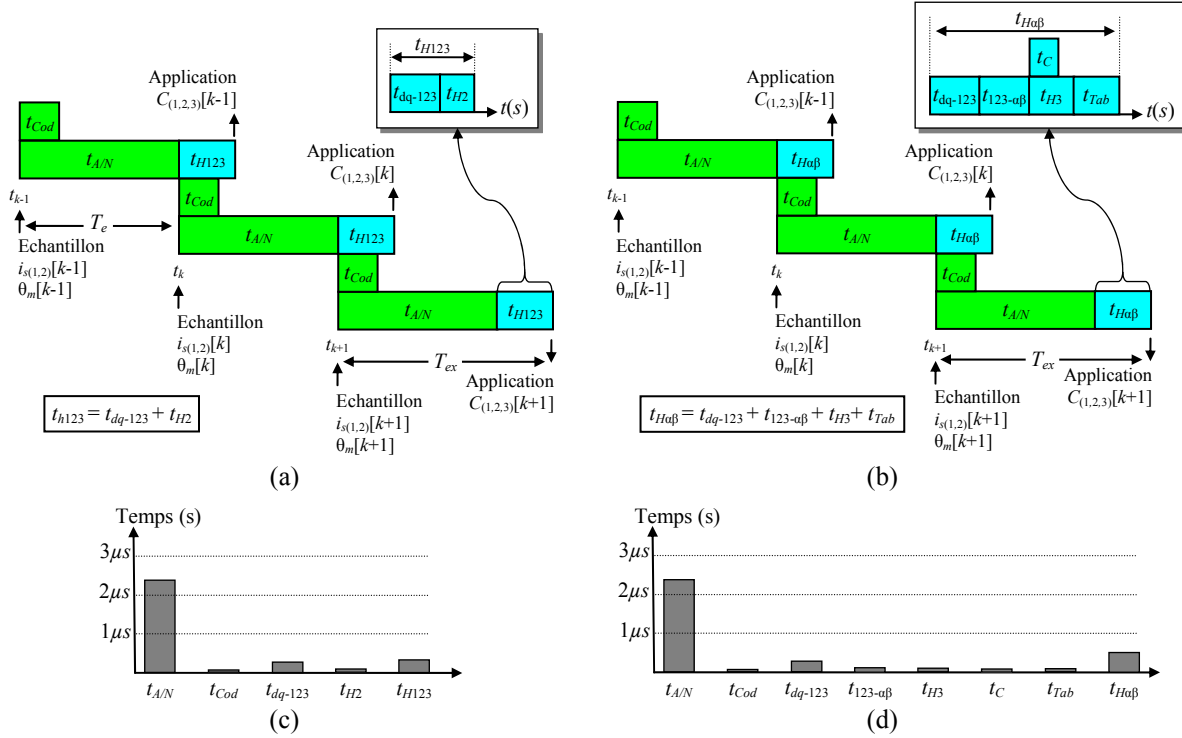


Fig.2.10. (a) Diagramme temporel de l'architecture de la commande par hystérésis à régulateurs indépendants (b) Diagramme temporel de l'architecture de la commande par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$  (c) Temps de calcul des différents modules de l'architecture de commande par hystérésis à régulateurs indépendants (d) Temps de calcul des différents modules de l'architecture de commande par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$

Le tableau 2.3 et la figure 2.10.c présentent les performances en termes de temps de calcul et de consommation de ressources, obtenues lors de l'implantation de l'architecture de la commande par hystérésis à régulateurs indépendants donnée par la figure 2.8. Les ressources consommées sont obtenues pour un format 13/Q12. Le temps de calcul total,  $t_{H123}$ , du module de la commande par hystérésis à régulateurs indépendants est égal à  $0.36 \mu s$ . En ajoutant le temps de conversion analogique numérique  $t_{A/N}$ , le temps d'exécution total  $T_{ex}$  de l'architecture de commande par hystérésis à régulateurs indépendants est égal à  $2.76 \mu s$ .

| Module  | Latence                     | Temps de calcul           |
|---|-----------------------------|---------------------------|
| Interface A/N                                   | 120                         | $t_{A/N} = 2.4 \mu s$     |
| Interface codeur                                | 2                           | $t_{Cod} = 0.04 \mu s$    |
| dq-123  | 14                          | $t_{dq-123} = 0.28 \mu s$ |
| Correcteur à hystérésis à deux niveaux          | 4                           | $t_{H2} = 0.08 \mu s$     |
| $t_{H123} = t_{dq-123} + t_{H2}$                |                             | $t_{H123} = 0.36 \mu s$   |
| Temps d'exécution $T_{ex} = t_{A/N} + t_{H123}$ |                             | $T_{ex} = 2.76 \mu s$     |
| Ressources consommées                           | Nombre de slices            | 932 de 5376 (17%)         |
|   | Multiplieurs câblés (18x18) | 2 de 16 (6%)              |
|   | Mémoires Ram                | 6%                        |

Tab.2.3. Performances de l'architecture de commande par hystérésis à régulateurs indépendants

La figure 2.10.b présente quant à elle les différentes opérations nécessaires pour le calcul des signaux de commande via l'architecture de contrôle par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$  donnée par la figure 2.9. Son mode de fonctionnement est similaire à celui de l'architecture de la stratégie de contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants. Les modules de l'interface codeur, de l'interface A/N et de la stratégie de contrôle par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$  sont activés en parallèle. Le module commande par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$  est contrôlé par sa propre unité de contrôle. Cette dernière active dans un premier temps le module de la transformation de Park inverse (dq-123) qui calcule les courants statoriques de référence  $i_{s1}^*$ ,  $i_{s2}^*$  et  $i_{s3}^*$  avec un temps de calcul égal à  $t_{dq-123}$ . Lorsque le calcul des courants statoriques de référence est achevé, les deux modules des transformations de Clarke (123- $\alpha\beta$ ) sont activés en parallèle. Ces deux modules assurent le calcul des courants de référence  $i_{s\alpha}^*$  et  $i_{s\beta}^*$  ainsi que des courants mesurés  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$ . Ils ont un même temps de calcul égal à  $t_{123-\alpha\beta}$ . Ensuite, les modules des correcteurs à hystérésis à trois niveaux ainsi que le module qui compare la valeur absolue des erreurs  $\Delta i_{s2}$  et  $\Delta i_{s3}$  sont activés en parallèle. Les modules des correcteurs à hystérésis à trois niveaux possèdent un temps de calcul égal à  $t_{H3}$  et assurent le calcul des états logiques des signaux  $C_\alpha$  et  $C_\beta$ . Le module qui compare les valeurs absolues de  $\Delta i_{s2}$  et  $\Delta i_{s3}$  possède un temps de calcul égal à  $t_C$ , qui est inférieur au temps  $t_{H3}$  des modules des correcteurs à hystérésis à trois niveaux. Lorsque les modules des correcteurs à hystérésis indiquent la fin du calcul des signaux  $C_\alpha$  et  $C_\beta$ , le module de la table est activé. Ce dernier assure le calcul des signaux de commande  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  selon le tableau 2.2 et est caractérisé par un temps de calcul égal à  $t_{Tab}$ .

| Module   | Latence                     | Temps de calcul                    |
|--|-----------------------------|------------------------------------|
| Interface A/N  | 120                         | $t_{A/N} = 2.4 \mu s$              |
| Interface codeur   | 2                           | $t_{Cod} = 0.04 \mu s$             |
| dq-123   | 14                          | $t_{dq-123} = 0.28 \mu s$          |
| 123- $\alpha\beta$   | 6                           | $t_{123-\alpha\beta} = 0.12 \mu s$ |
| Correcteur à hystérésis à trois niveaux                                  | 5                           | $t_{H3} = 0.1 \mu s$               |
| $ \Delta i_{s2}  <  \Delta i_{s3} $                                      | 4                           | $t_C = 0.08 \mu s$                 |
| Table  | 4                           | $t_{Tab} = 0.08 \mu s$             |
| $t_{H\alpha\beta} = t_{dq-123} + t_{123-\alpha\beta} + t_{H3} + t_{Tab}$ |                             | $t_{H\alpha\beta} = 0.58 \mu s$    |
| Temps d'exécution $T_{ex} = t_{A/N} + t_{H\alpha\beta}$                  |                             | $T_{ex} = 2.98 \mu s$              |
| Ressources consommées  | Nombre de slices            | 1287 de 5376 (24%)                 |
|  | Multiplieurs câblés (18x18) | 5 de 16 (31%)                      |
|  | Mémoires Ram                | 6%                                 |

Tab.2.4. Performances de l'architecture de commande par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$

La tableau 2.4 et la figure 2.10.d présentent les performances en termes de temps de calcul et de consommation de ressources, obtenues lors de l'implantation de l'architecture de la commande par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$  donnée par la figure 2.9. Les ressources consommées sont obtenues pour un format 13/Q12. Le temps de calcul total,  $t_{H\alpha\beta}$ , du module de la commande par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$  est égal à  $0.58 \mu s$ . En ajoutant le temps de conversion analogique numérique  $t_{A/N}$ , le temps d'exécution total  $T_{ex}$  de l'architecture de cette commande est égal à  $2.98 \mu s$ .

Ainsi, l'utilisation des FPGA permet de mesurer les courants statoriques et la position rotorique de la machine synchrone avec une période d'échantillonnage  $T_e$  uniquement égale au temps de conversion analogique numérique  $t_{A/N}$ . Ceci est dû aux capacités qu'ont les FPGA d'intégrer le parallélisme inhérent d'un algorithme. Il est à noter aussi que, par rapport

au début de chaque période d'échantillonnage, les signaux de commande ne sont pas appliqués immédiatement, mais après un délai de temps d'exécution  $T_{ex}$  égal à la somme du temps de conversion analogique numérique avec le temps de calcul de l'architecture de commande. Vu la rapidité de calcul des composants FPGA, les temps d'exécution obtenus sont très courts au regard de ceux obtenus par solution logicielle. Par ailleurs, le verrou de la période d'échantillonnage devient le temps de conversion analogique numérique du convertisseur analogique numérique utilisé. Ceci permet de réaliser un fonctionnement quasiment analogique pour les stratégies de contrôle ON/OFF comme le montrent les résultats expérimentaux du paragraphe qui suit.

### 2.2.2.2. Résultats expérimentaux

#### 2.2.2.2.1. Résultats expérimentaux de la stratégie de contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants

Les figures 2.11, 2.12 et 2.13 montrent les résultats expérimentaux obtenus pour une référence  $i_{sq}^*$  égale au courant nominal et une référence  $i_{sd}^*$  nulle. Ces figures montrent les allures obtenues pour les courants statoriques  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$ , les erreurs des courants statoriques  $\Delta i_{s1}$  et  $\Delta i_{s2}$ , le lieu du vecteur courant statorique et le lieu du vecteur erreur courant statorique. Les résultats présentés sur ces figures montrent que les ondulations du courant dépendent de la bande imposée par les correcteurs à hystérésis. Par ailleurs, ces résultats montrent que, outre les dépassements de bande dus à l'effet d'interaction entre les phases de la machine synchrone, les courants réels sont maintenus à l'intérieur des bandes imposées par les correcteurs à hystérésis.

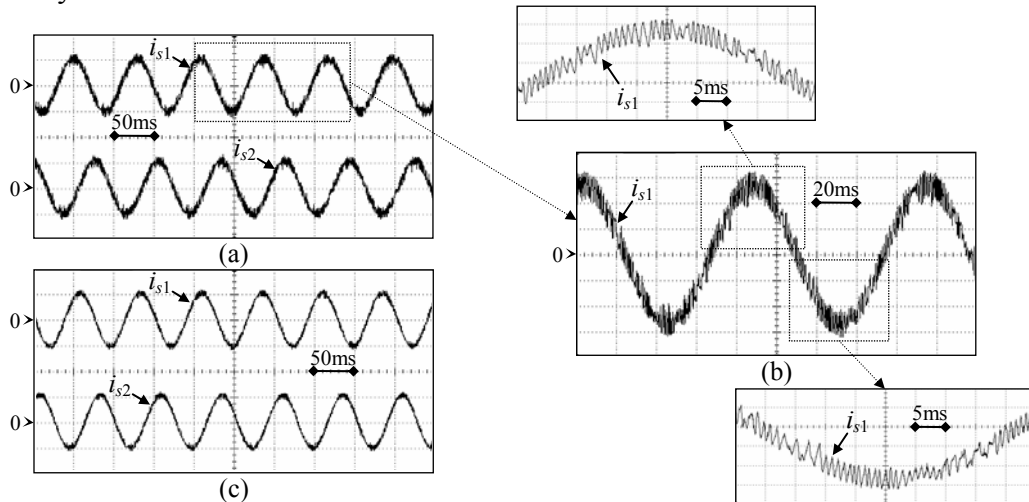


Fig.2.11. Allure des courants statoriques  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  ( $E=540V, T_e=2.4\mu s, T_{ex}=2.76\mu s$ )  
(a-b) Demi largeur de bande égale à 0.4 A (c) Demi largeur de bande égale à 0.2 A

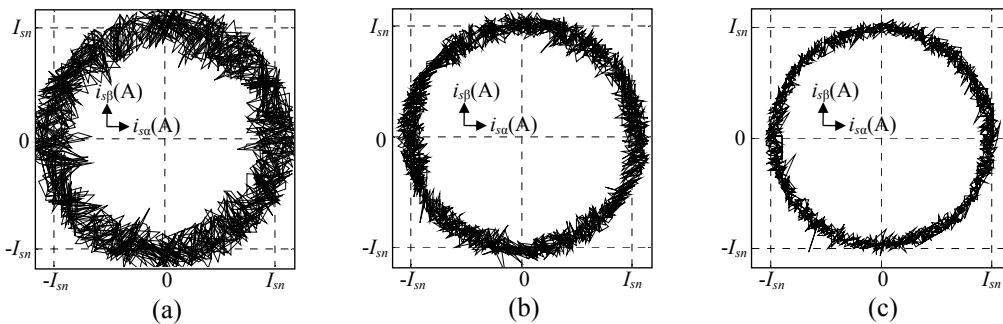


Fig.2.12. ( $E=540V, T_e=2.4\mu s, T_{ex}=2.76\mu s$ ) Lieu du vecteur courant statorique pour une demi largeur de bande égale à (a) 0.4 A (b) 0.2 A (c) 0.1 A

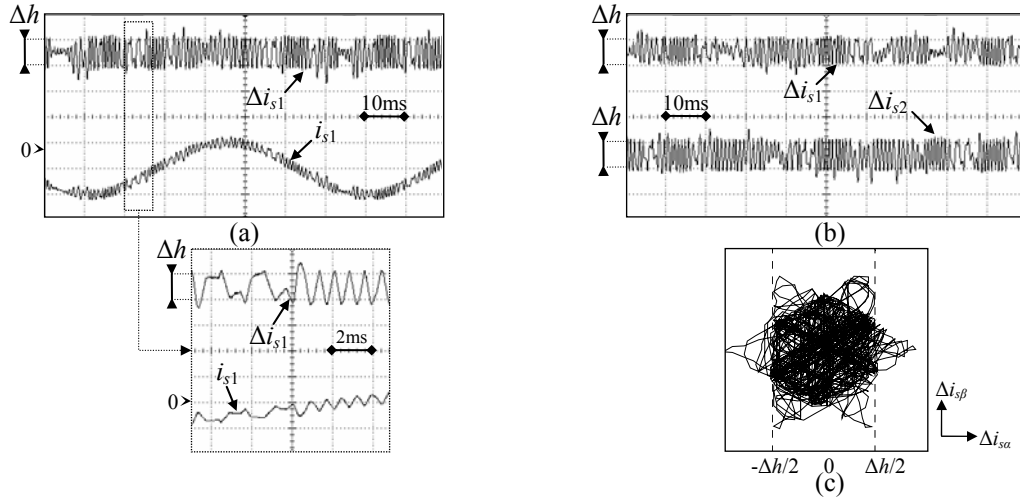


Fig.2.13. ( $E=540V, T_e=2.4\mu s, T_{ex}=2.76\mu s$ ) (a) Allure de  $i_{s1}$  et de  $\Delta i_{s1}$  (b) Allure des erreurs courants  $\Delta i_{s1}$  et  $\Delta i_{s2}$  (c) Allure du lieu du vecteur erreur courant

La figure 2.14 montre la réponse en régime transitoire des composantes  $i_{sd}^*$  et  $i_{sq}^*$  et des courants statoriques  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  lors de l'application d'échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  et de  $-I_{sn}$  à  $+I_{sn}$ ). Cette figure illustre également les bonnes performances dynamiques de la stratégie de contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants. Il est à noter que le régime transitoire de la composante  $i_{sq}$  entre  $-I_{sn}$  et  $+I_{sn}$  s'effectue en un temps de l'ordre de 2 ms.

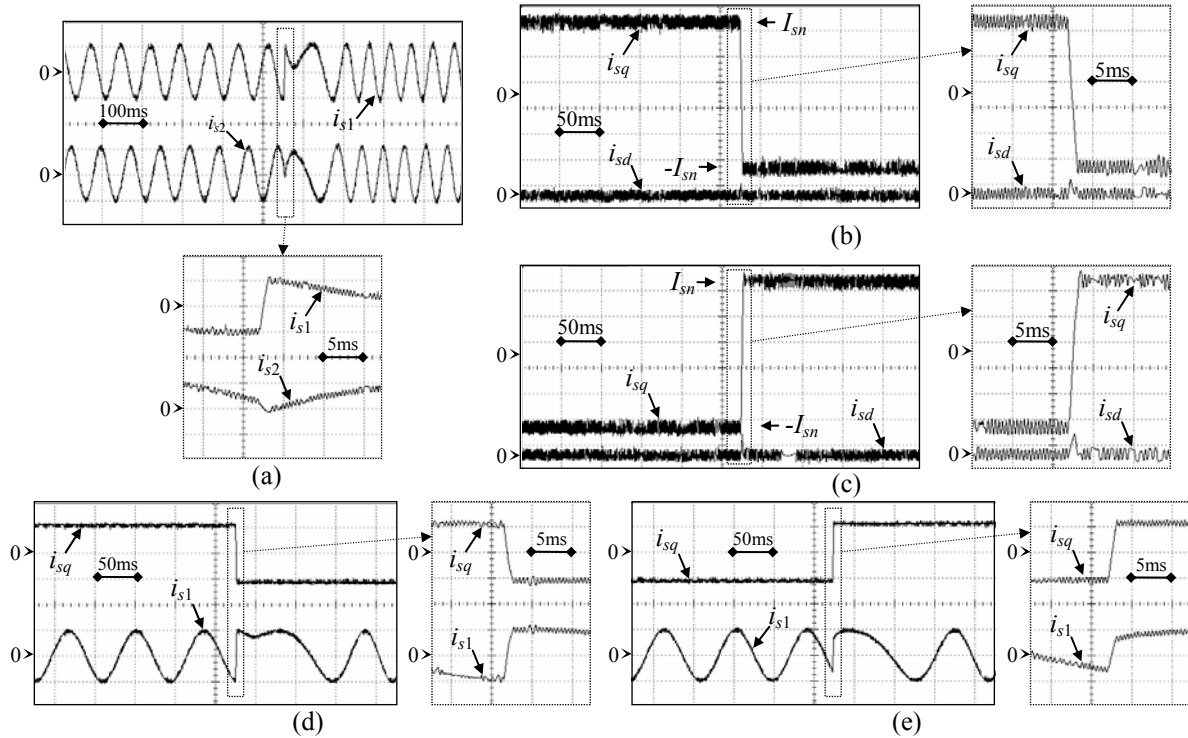


Fig.2.14. Réponses à des échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  et de  $-I_{sn}$  à  $+I_{sn}$ ) ( $E=540V, T_e=2.4\mu s, T_{ex}=2.76\mu s$ )

(a) Allure des courants  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  (b-c) Allure des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  (d-e) Allure des courants  $i_{sq}$  et  $i_{s1}$

### 2.2.2.2. Résultats expérimentaux de la stratégie de contrôle par hystérésis dans le plan $(\alpha, \beta)$

Les figures 2.15 et 2.16 montrent les résultats expérimentaux de l'évolution des courants statoriques  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  et du lieu du vecteur courant statorique, et ce pour différentes largeurs de bande  $\Delta h_\alpha$  et  $\Delta h_\beta$  sur respectivement l'axe  $\alpha$  et  $\beta$ .

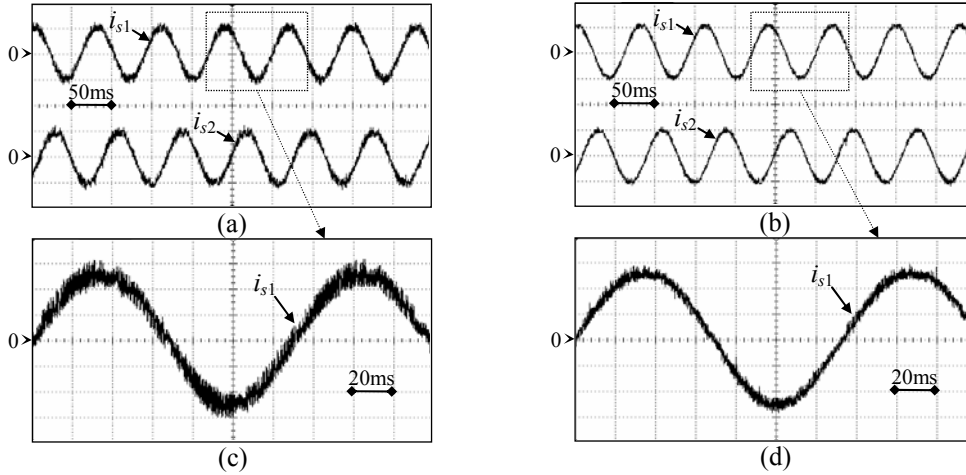


Fig.2.15. Allure des courants statoriques  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  ( $E=540\text{V}$ ,  $T_e=2.4\mu\text{s}$ ,  $T_{ex}=2.98\mu\text{s}$ )  
(a-c)  $\Delta h_\alpha=\Delta h_\beta=0.8\text{ A}$  (b-d)  $\Delta h_\alpha=\Delta h_\beta=0.4\text{ A}$

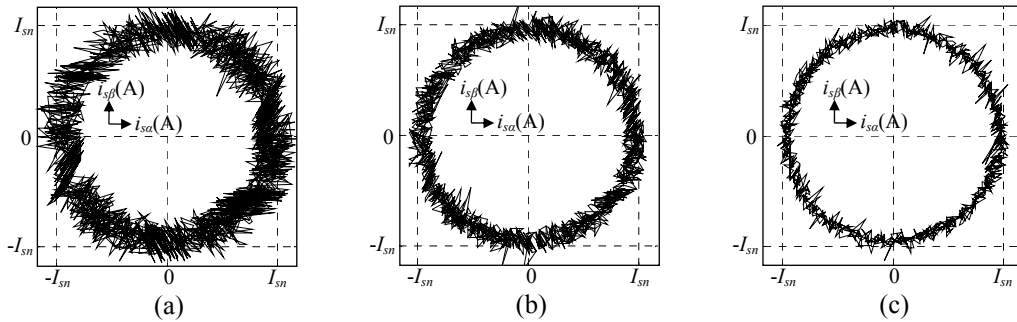


Fig.2.16. Lieu du vecteur courant statorique ( $E=540\text{V}$ ,  $T_e=2.4\mu\text{s}$ ,  $T_{ex}=2.98\mu\text{s}$ )  
(a)  $\Delta h_\alpha=\Delta h_\beta=0.8\text{ A}$  (b)  $\Delta h_\alpha=\Delta h_\beta=0.4\text{ A}$  (c)  $\Delta h_\alpha=\Delta h_\beta=0.2\text{ A}$

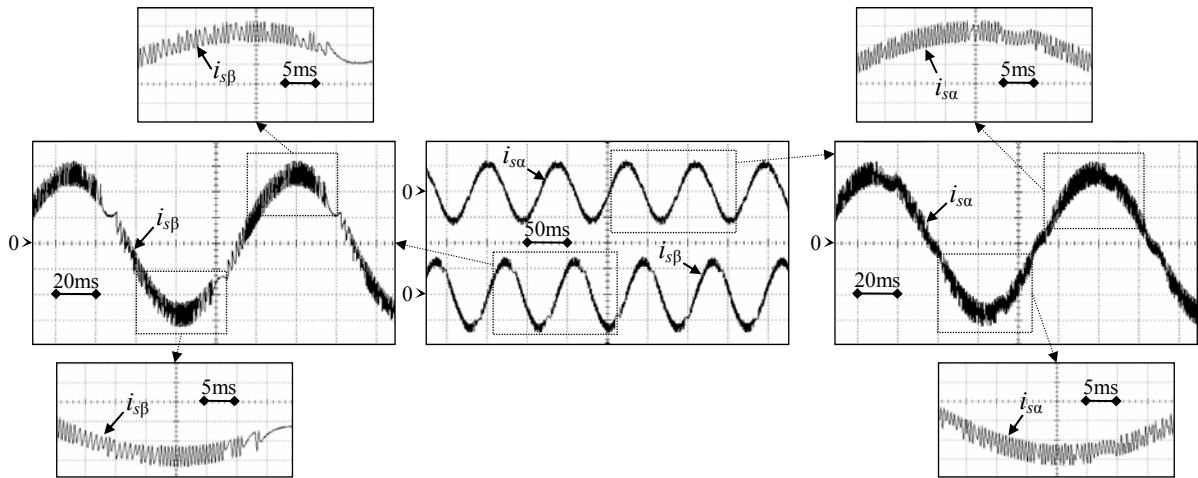


Fig.2.17. Allure des courants statoriques  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$  ( $E=540\text{V}$ ,  $T_e=2.4\mu\text{s}$ ,  $T_{ex}=2.98\mu\text{s}$ ,  $\Delta h_\alpha=\Delta h_\beta=0.8\text{ A}$ )



Les figures 2.17 et 2.18 présentent les résultats expérimentaux obtenus pour l'évolution des courants  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$ , des erreurs  $\Delta i_{s\alpha}$  et  $\Delta i_{s\beta}$  ainsi que le lieu du vecteur erreur courant. Ces résultats montrent que les courants  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$  sont maintenus à l'intérieur des bandes imposées par les correcteurs à hystérésis sur les axes  $\alpha$  et  $\beta$ .

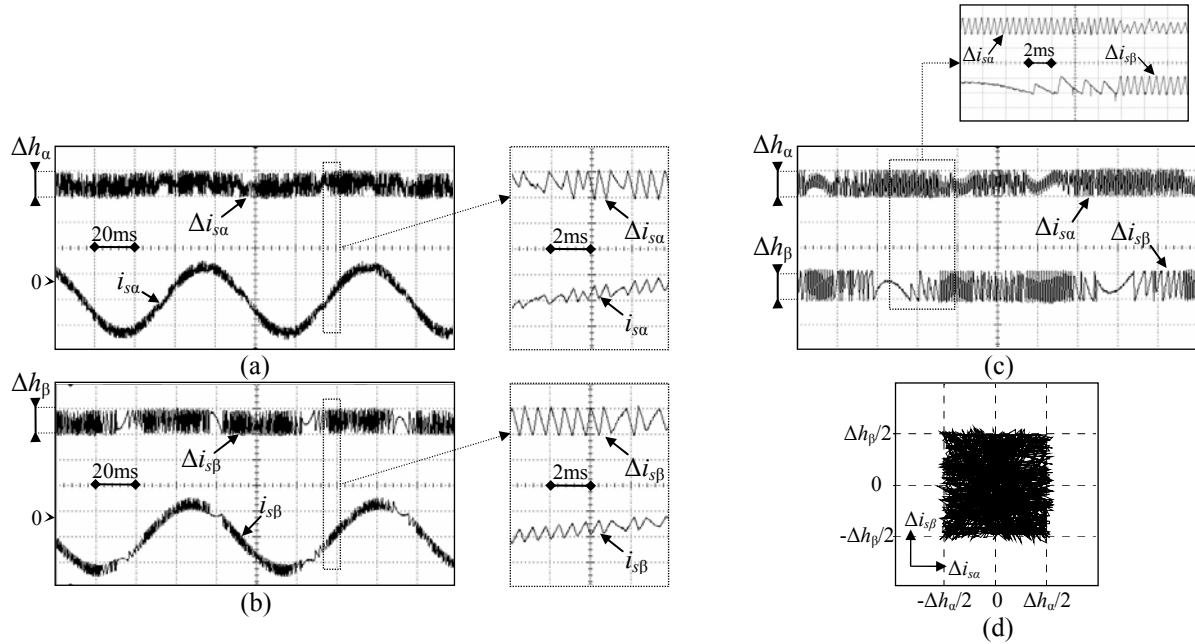


Fig.2.18. ( $E=540V, T_e=2.4\mu s, T_{ex}=2.98\mu s, \Delta h_\alpha=\Delta h_\beta=0.8A$ ) (a) Allure de  $i_{s\alpha}$  et  $\Delta i_{s\alpha}$  (b) Allure de  $i_{s\beta}$  et  $\Delta i_{s\beta}$  (c) Allure des erreurs de courant  $\Delta i_{s\alpha}$  et  $\Delta i_{s\beta}$  (d) Allure du lieu du vecteur erreur de courant

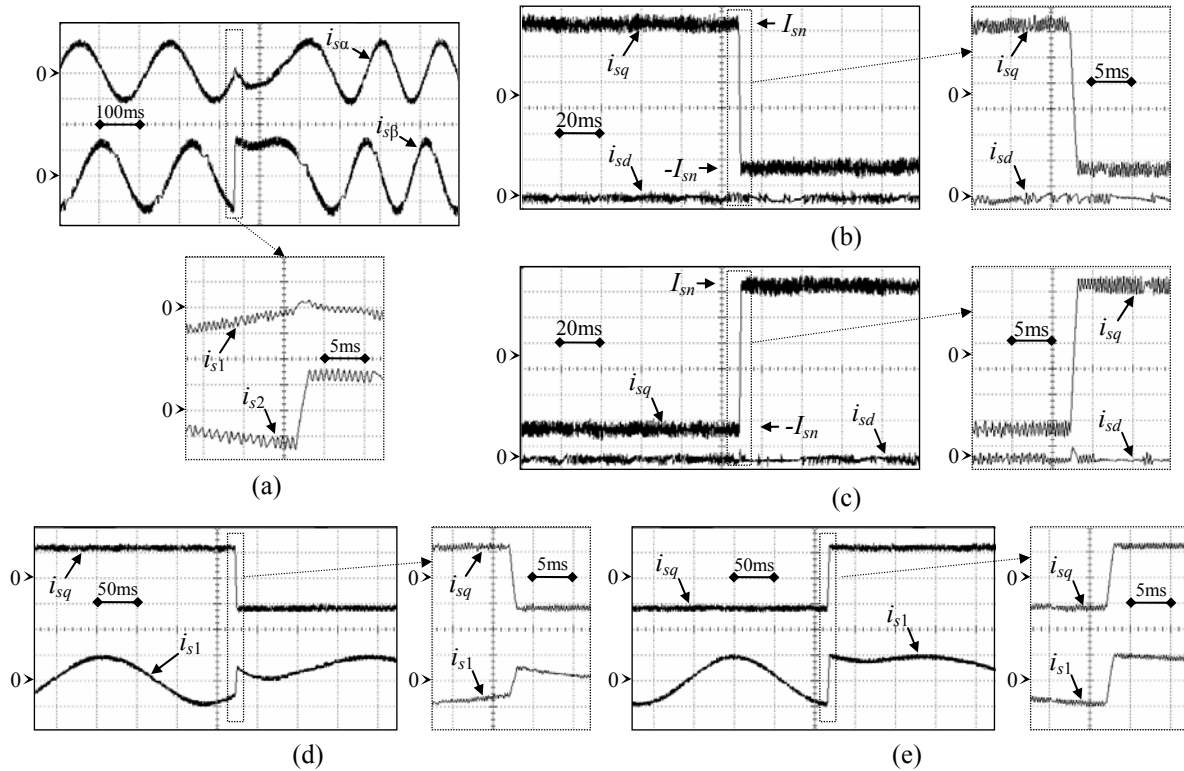


Fig.2.19. Réponses à des échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  et de  $-I_{sn}$  à  $+I_{sn}$ )

( $E=540V, T_e=2.4\mu s, T_{ex}=2.98\mu s$ )

(a) Allure des courants  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  (b-c) Allure des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  (d-e) Allure des courants  $i_{sq}$  et  $i_{s1}$

La figure 2.19 montre la réponse en régime transitoire des composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  et des courants statoriques  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  lors de l'application d'échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  et de  $-I_{sn}$  à  $+I_{sn}$ ). Cette figure montre que les performances dynamiques obtenues pour une stratégie de contrôle par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$  sont similaires à celles de la stratégie de contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants. Le régime transitoire de la composante  $i_{sq}$  entre  $-I_{sn}$  et  $+I_{sn}$  s'effectue en un temps de l'ordre de 2 ms.

### 2.2.2.2.3. Influence des délais du temps de calcul

Afin d'illustrer l'importance et l'effet des délais dus au temps de calcul sur la performance des stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable, les résultats expérimentaux obtenus dans le paragraphe précédent sont comparés à des résultats expérimentaux obtenus avec un mode de fonctionnement plus dégradé qui correspond à l'utilisation de solutions logicielles moins performantes. Ce mode de fonctionnement est caractérisé par un temps d'exécution plus long, délibérément forcé égal à 50  $\mu\text{s}$ , et par une période d'échantillonnage égale au temps d'exécution comme le montre le diagramme temporel de la figure 2.20. Sur cette figure, le temps de calcul  $t_{ON/OFF}$  correspond au temps de calcul de la stratégie de contrôle ON/OFF considérée (par hystérésis à régulateurs indépendants ou par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$ ).

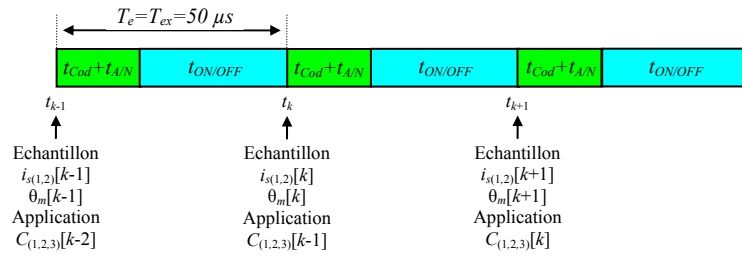


Fig.2.20. Organisation temporelle avec  $T_e = T_{ex} = 50 \mu\text{s}$

Les figures 2.21 et 2.22 présentent les résultats expérimentaux obtenus en utilisant le mode de fonctionnement dégradé pour les deux stratégies de contrôle ON/OFF considérées. Ces résultats montrent qu'un dépassement de bande significatif est observé pour chacune de ces deux stratégies. Ce dépassement est principalement dû aux délais de temps de calcul vu que l'information sur l'état du système est rafraîchie de façon plus lente.

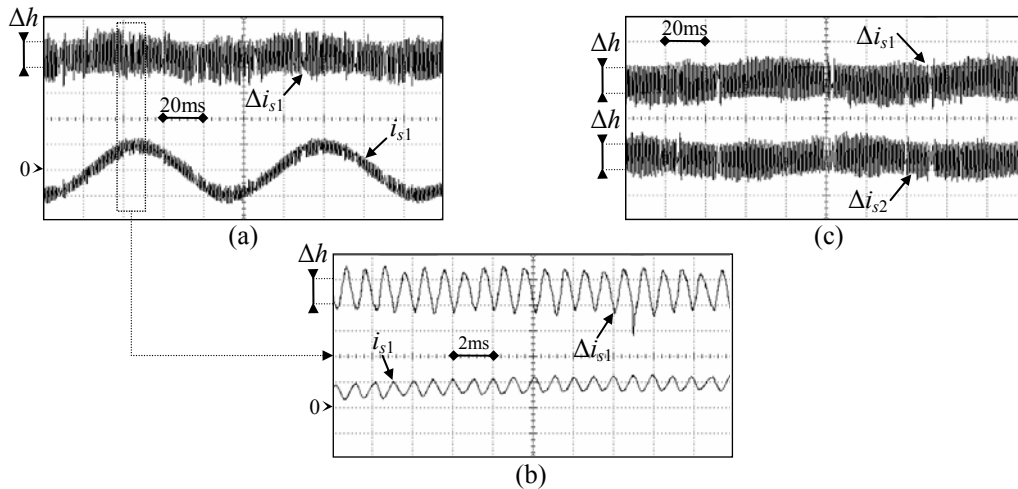


Fig.2.21. Résultats expérimentaux du mode de fonctionnement dégradé de la stratégie de contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants ( $E=540\text{V}$ ,  $T_e = T_{ex} = 50 \mu\text{s}$ )  
(a-b) Allure de  $i_{s1}$  et  $\Delta i_{s1}$  (c) Allure des erreurs courants  $\Delta i_{s1}$  et  $\Delta i_{s2}$

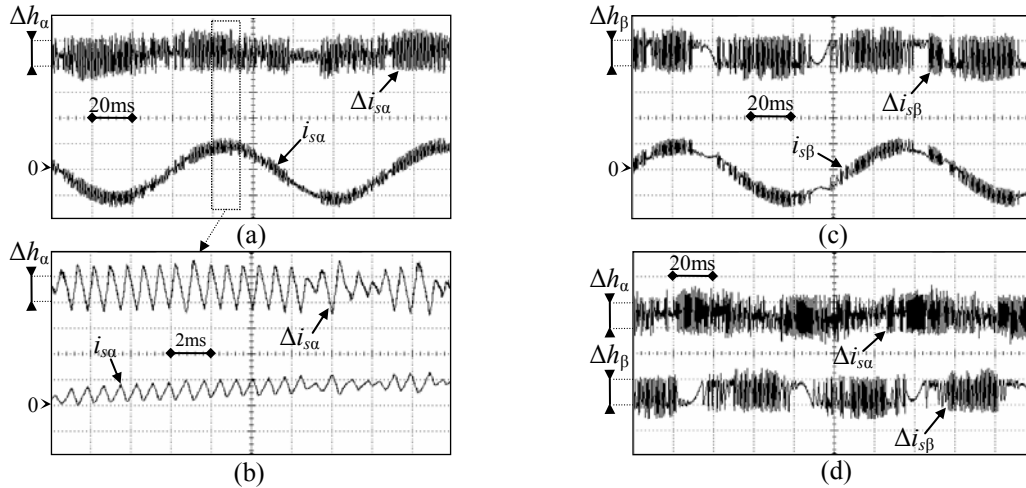


Fig.2.22. Résultats expérimentaux du mode de fonctionnement dégradé de la stratégie de contrôle par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$  ( $E=540V, T_e=T_{ex}=50\mu s$ )  
 (a-b) Allure de  $i_{s\alpha}$  et de  $\Delta i_{s\alpha}$  (c) Allure de  $i_{s\beta}$  et de  $\Delta i_{s\beta}$  (d) Allure des erreurs courants  $\Delta i_{s\alpha}$  et  $\Delta i_{s\beta}$

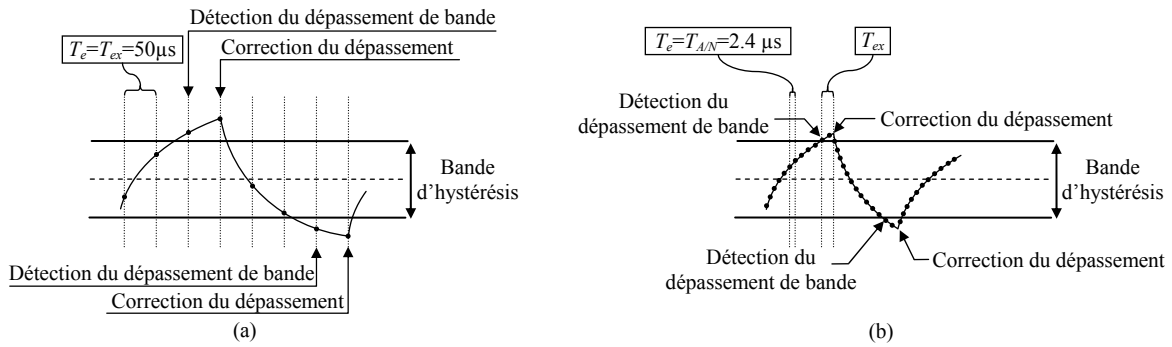


Fig.2.23. Mode de fonctionnement pour des stratégie de contrôle ON/OFF pour  
 (a)  $T_e=T_{ex}=50\mu s$  (b)  $T_e=t_{A/N}$  et  $T_{ex}$  de l'ordre de quelques microsecondes

Afin d'expliquer la différence entre les résultats expérimentaux donnés par les figures 2.21 et 2.22 et ceux trouvés dans le paragraphe précédent, la figure 2.23 présente l'évolution du courant par rapport aux bandes imposées par les correcteurs à hystérésis pour les deux mode de fonctionnement testés. Le premier mode, donné par la figure 2.23.a, correspond au diagramme temporel donné par la figure 2.20 et est caractérisé par une période d'échantillonnage égale au temps d'exécution de  $50\mu s$ . Comme le montre la figure 2.23.a, et selon le diagramme temporel donné par la figure 2.20, ce mode de fonctionnement fait que l'information sur l'évolution du courant est rafraîchie à chaque période d'échantillonnage. La détection du dépassement de bande peut donc avoir un retard d'une période d'échantillonnage. Par ailleurs, les signaux de commande qui vont corriger l'évolution du courant sont appliqués une période d'échantillonnage après la détection du dépassement de la bande. Par conséquent, le système réagit pour corriger le dépassement de bande au moins avec un retard d'une période d'échantillonnage, causant ainsi un dépassement significatif des bandes imposées par les correcteurs à hystérésis. Il est à noter que ce dépassement est d'autant plus petit que la période d'échantillonnage utilisée est plus petite. Le deuxième mode de fonctionnement est donné par la figure 2.23.b. Il correspond aux diagrammes temporels donnés par la figure 2.10 et est caractérisé par une période d'échantillonnage égale au temps de conversion analogique numérique et un temps d'exécution de l'ordre de quelques microsecondes. Avec un tel mode de fonctionnement, l'information sur l'évolution du courant est rafraîchie plus rapidement avec une période d'échantillonnage de  $2.4\mu s$ . Ceci permet d'avoir une détection plus précise de l'instant de dépassement de la bande. Le système réagit

donc après un retard de temps d'exécution par rapport à l'instant de détection du dépassement de la bande. Ce temps d'exécution étant très petit (de l'ordre de quelques microsecondes), le dépassement de bande est corrigé quasi-instantanément. Ceci permet de reproduire un fonctionnement quasiment analogique de la stratégie de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable.

### **2.3. Contrôle du courant d'une machine synchrone basé sur une stratégie de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée**

Les stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée constituent une classe spéciale des stratégies de contrôle ON/OFF. Elles sont basées sur la technique nommée modulation delta [Kaz-98], [Khe-87]. Bien que cette technique ressemble aux techniques de contrôle de courant utilisant les stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable, son principe de fonctionnement est assez différent. En effet, les correcteurs à hystérésis sont remplacés par des comparateurs à signe et les signaux de commande sont échantillonnés via des échantillonneurs bloqueurs mis en aval des comparateurs à signe. Par conséquent, uniquement le changement de signe de l'erreur des courants est détecté et les signaux de commande sont échantillonnés avec une fréquence fixe égale à la fréquence d'échantillonnage des échantillonneurs bloqueurs. Par conséquent, le vecteur tension appliqué par l'onduleur de tension reste inchangé durant chaque période d'échantillonnage et la fréquence de commutation est variable sans dépasser la moitié de la fréquence d'échantillonnage de l'échantillonneur bloqueur. Ceci permet d'un autre côté de garantir le bon fonctionnement de l'onduleur de tension en choisissant une fréquence d'échantillonnage  $F_e$  de l'échantillonneur bloqueur inférieure ou égale au double de la fréquence de commutation maximale des interrupteurs de puissance de l'onduleur de tension. Par ailleurs, les stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée possèdent une structure simple qui est bien adaptée pour les contrôles analogiques comme pour les contrôles numériques. Cependant, vu le caractère discret du mode de fonctionnement de ces stratégies, les ondulations de courant ne possèdent pas une amplitude constante. Elles dépendent des paramètres de la machine utilisée, de la tension du bus continu et de la fréquence d'échantillonnage de l'échantillonneur bloqueur.

Dans ce paragraphe est présentée l'implantation sur cible FPGA d'exemples de stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée. Il s'agit des stratégies de contrôle résultantes de l'application du principe de la modulation delta à la stratégie de contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants et à la stratégie de contrôle par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .

#### **2.3.1. Application de la modulation delta aux exemples de stratégies de contrôle ON/OFF**

##### **2.3.1.1. Application de la modulation delta à la stratégie de contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants**

La figure 2.24 présente la structure de contrôle obtenue en appliquant la technique de la modulation delta à la stratégie de contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants. Comme le montre cette figure, les correcteurs à hystérésis sont remplacés par des comparateurs à signe à deux niveaux. Les signaux de commande à la sortie des comparateurs à signe sont échantillonnés via des échantillonneurs bloqueurs travaillant avec une fréquence d'échantillonnage égale à  $F_e$ . Le mode de fonctionnement des comparateurs à signe à deux niveaux est caractérisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} C_i = 1 & \text{si } \Delta i_{si} = (i_{si}^* - i_{si}) \geq 0 \\ C_i = 0 & \text{si } \Delta i_{si} = (i_{si}^* - i_{si}) \leq 0 \end{cases} \quad (i = 1, 2, 3) \quad (2.7)$$

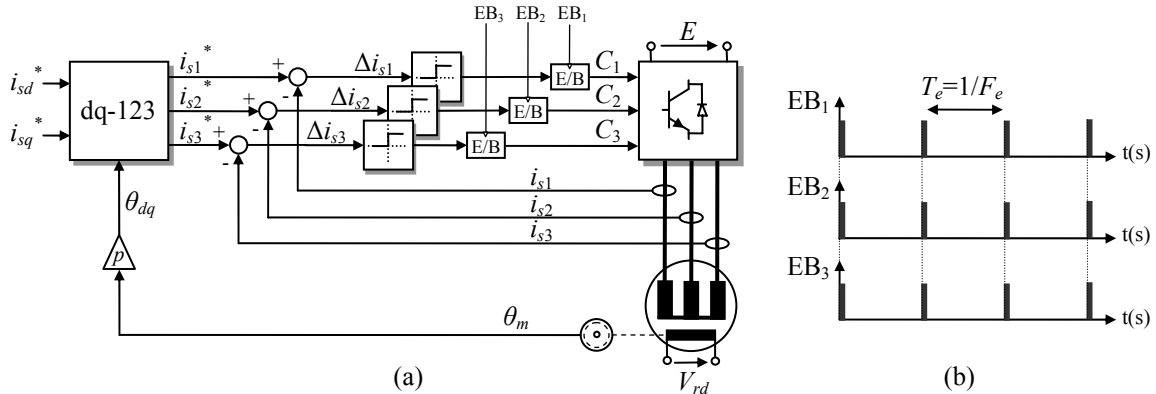


Fig.2.24. (a) Stratégie de contrôle ON/OFF à régulateurs indépendants et à fréquence de commutation limitée (b) Contrôle de l'échantillonneur bloqueur

### 2.3.1.2. Application de la modulation delta à la stratégie de contrôle par hystérésis dans le plan $(\alpha, \beta)$

La figure 2.25 présente la structure de contrôle obtenue en appliquant la technique de la modulation delta à la stratégie de contrôle par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$ . Dans cette figure, les correcteurs à hystérésis à trois niveaux sont remplacés par des comparateurs à signe à trois niveaux et les signaux de commande générés par la table de commutation sont échantillonnés via des échantillonneurs bloqueurs travaillant à une fréquence d'échantillonnage égale à  $F_e$ . Le contrôle des échantillonneurs bloqueurs est similaire à celui présenté dans la figure 2.28.b. Les équations caractérisant le mode de fonctionnement des comparateurs à signe à trois niveaux sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} C_\alpha = -1 & \text{si } \Delta i_{s\alpha} < 0 \\ C_\alpha = 0 & \text{si } \Delta i_{s\alpha} = 0 \\ C_\alpha = 1 & \text{si } \Delta i_{s\alpha} > 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

$$\begin{cases} C_\beta = -1 & \text{si } \Delta i_{s\beta} < 0 \\ C_\beta = 0 & \text{si } \Delta i_{s\beta} = 0 \\ C_\beta = 1 & \text{si } \Delta i_{s\beta} > 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

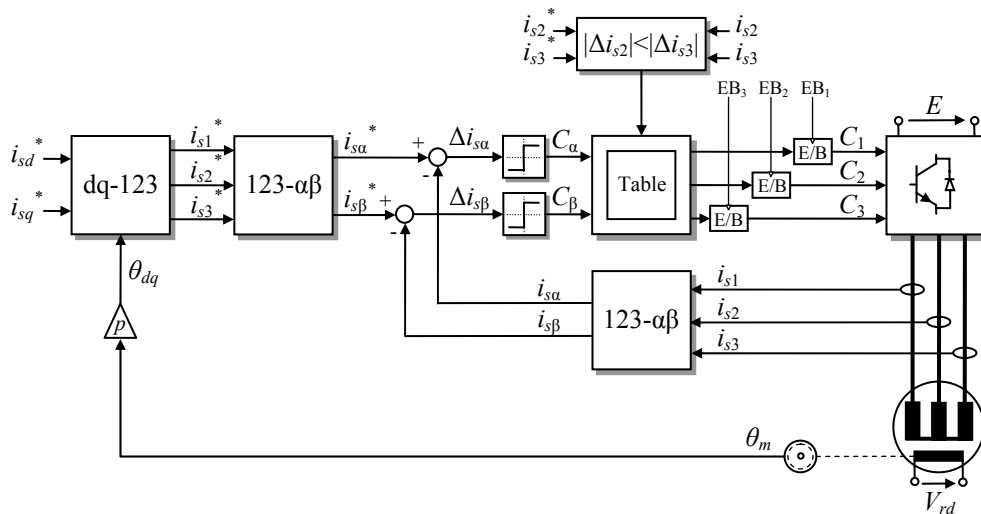


Fig.2.25. Stratégie de contrôle ON/OFF dans le plan  $(\alpha, \beta)$  à fréquence de commutation limitée

### 2.3.2. Réalisation expérimentale des stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée

#### 2.3.2.1. Implantation sur cible FPGA des stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée

Le développement des architectures de contrôle des stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée peut être effectué en se basant sur les architectures déjà développées pour les stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable. En effet, vu la flexibilité des solutions FPGA, il suffit de reprendre ces architectures et d'effectuer de simples modifications. Dans le cadre des stratégies de contrôle considérées, ces modifications portent essentiellement sur les points suivants:

- Le signal *Start* qui active l'unité de contrôle globale n'est plus forcé à un niveau logique haut, mais devient une impulsion de fréquence égale à la fréquence d'échantillonnage  $F_e$ .
- L'unité de contrôle globale active séquentiellement les modules de l'interface A/N et de la stratégie de contrôle ON/OFF considérée.
- Les bandes des modules des correcteurs à hystérésis sont imposées égales à zéro afin de réaliser un fonctionnement similaire à celui des comparateurs à signe. Les modules des correcteurs à hystérésis peuvent aussi être remplacés par de nouveaux modules de comparateurs à signe.

La figure 2.26 présente les diagrammes temporels caractérisant l'implantation sur cible FPGA des stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable. Ces diagrammes correspondent au mode de fonctionnement à fréquence de commutation limitée de la stratégie de contrôle ON/OFF à régulateurs indépendants (Figure 2.26.a) et de la stratégie de contrôle ON/OFF dans le plan  $(\alpha, \beta)$  (Figure 2.26.b). Ils ont été réalisés en reprenant les architectures données par les figures 2.8 et 2.9 et en effectuant les modifications citées précédemment. Pour la réalisation d'un tel mode de fonctionnement, chaque cycle de calcul est activé par une impulsion du signal *Start*. Ce signal active l'unité de contrôle globale qui, à son tour, active en parallèle les modules de l'interface codeur et de l'interface A/N. Ensuite, quand le module de l'interface A/N indique l'achèvement du processus de conversion analogique numérique, l'unité de contrôle globale active le module de la stratégie de contrôle ON/OFF considérée. Lorsque ce dernier termine son calcul, les signaux de commande sont appliqués à l'onduleur de tension.

Les performances obtenues en termes de consommation de ressources et de temps de calcul sont similaires à celles trouvées pour les stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable (voir tableaux 2.3 et 2.4). Le temps d'exécution total  $T_{ex}$  pour chaque stratégie de contrôle ON/OFF est égal à la somme du temps de conversion analogique numérique et du temps de calcul du module de la stratégie de contrôle ON/OFF. Les cycles de calcul des signaux de commande sont activés au début de chaque période d'échantillonnage  $T_e$ , qui est plus grande que le temps d'exécution  $T_{ex}$ . Par ailleurs, les états logiques des signaux de commande sont rafraîchis un temps  $T_{ex}$  après le début de chaque période d'échantillonnage. Par conséquent, deux rafraîchissements consécutifs des états logiques des signaux de commande s'effectuent avec une différence temporelle d'une période d'échantillonnage  $T_e$  comme le montre la figure 2.26. La fréquence de commutation est donc limitée à la moitié de la fréquence d'échantillonnage. Ceci permet d'avoir un mode de fonctionnement similaire à celui obtenu par l'utilisation d'un échantillonneur bloqueur. Cependant, par rapport au contrôle analogique, les signaux de commande ne sont pas

appliqués instantanément, mais après un délai de temps d'exécution  $T_{ex}$ .

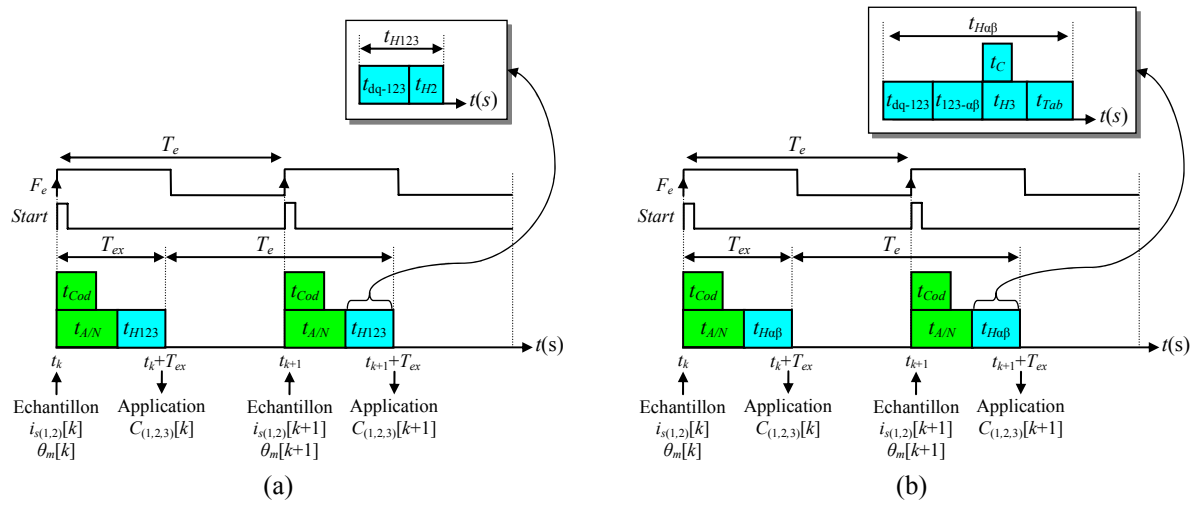


Fig.2.26. (a) Diagramme temporel de l'architecture de la stratégie de contrôle ON/OFF à régulateurs indépendants et à fréquence de commutation limitée (b) Diagramme temporel de l'architecture de la stratégie de contrôle ON/OFF dans le plan  $(\alpha, \beta)$  à fréquence de commutation limitée

### 2.3.2.2. Résultats expérimentaux

#### 2.3.2.2.1. Résultats expérimentaux de la stratégie de contrôle ON/OFF à régulateurs indépendants et à fréquence de commutation limitée

Les figures 2.27, 2.28, 2.29 et 2.30 présentent les résultats expérimentaux obtenus avec la stratégie de contrôle ON/OFF à régulateurs indépendants et à fréquence de commutation limitée. Ces résultats sont obtenus pour une tension du bus continu  $E$  égale à 540V et un temps d'exécution  $T_{ex}$  de 2.76  $\mu$ s. La figure 2.27 montre l'allure obtenue pour les courants statoriques, et ce pour des fréquences d'échantillonnage égales à 5 kHz, 10 kHz et 20 kHz. Les taux de distorsion harmonique obtenus pour un même point de fonctionnement, et pour les différentes fréquences d'échantillonnages utilisées sont présentés dans le tableau 2.5. Ces résultats montrent que le taux de distorsion harmonique des courants diminue lorsque la fréquence d'échantillonnage augmente. Par ailleurs, les résultats expérimentaux de la figure 2.27 montrent que les ondulations de courant sont variables et sont d'autant plus importantes que la fréquence d'échantillonnage diminue.

| Fréquence d'échantillonnage | TDH    |
|-----------------------------|--------|
| 5 kHz                       | 17.36% |
| 10 kHz                      | 7.61%  |
| 20 kHz                      | 4.89%  |

Tab.2.5. Taux de distorsion harmonique en fonction de la fréquence d'échantillonnage

La figure 2.28 quant à elle présente les lieux du vecteur courant statorique obtenus pour différentes fréquences d'échantillonnage  $F_e$ . Cette figure montre également que les ondulations de courant diminuent lorsque la fréquence d'échantillonnage augmente.

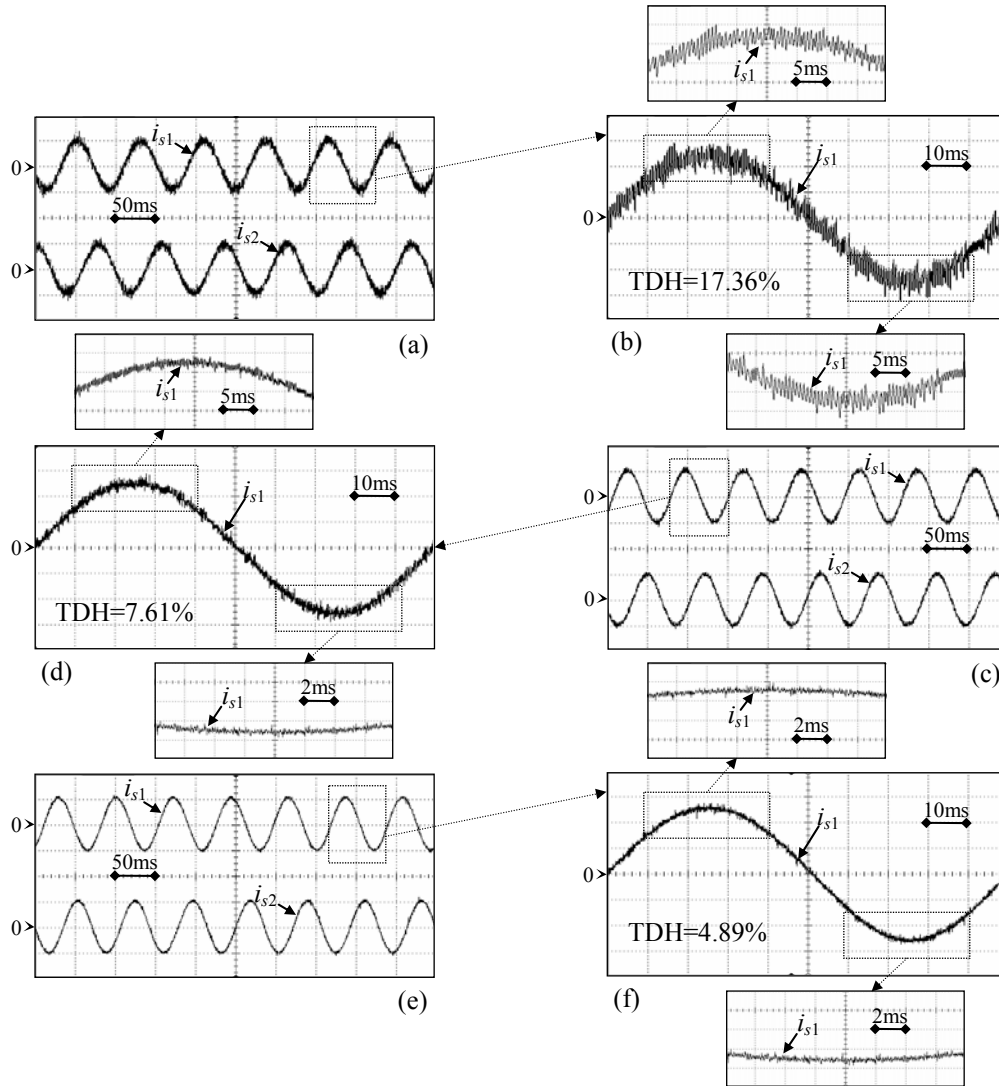


Fig.2.27. Allure des courants statoriques  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  ( $E=540V, T_{ex}=2.76\mu s$ )  
 (a-b)  $F_e=5$  kHz (c-d)  $F_e=10$  kHz (e-f)  $F_e=20$  kHz

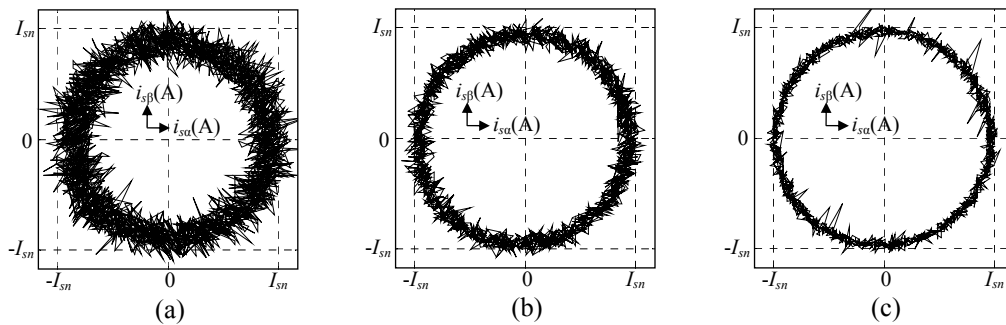


Fig.2.28. Lieu du vecteur courant statorique pour ( $E=540V, T_{ex}=2.76\mu s$ )  
 (a)  $F_e=5$  kHz (b)  $F_e=10$  kHz (c)  $F_e=20$  kHz

La figure 2.29 montre le comportement transitoire d'une stratégie de contrôle ON/OFF à régulateurs indépendants et à fréquence de commutation limitée. Les résultats expérimentaux donnés par cette figure sont obtenus suite à l'application d'échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  et de  $-I_{sn}$  à  $+I_{sn}$ ) tout en maintenant la référence  $i_{sd}^*$  égale à zéro. Durant ces essais, le couple résistant est maintenu égal au couple nominal. Les temps de réponse en régime transitoire sont d'environ 2 ms.



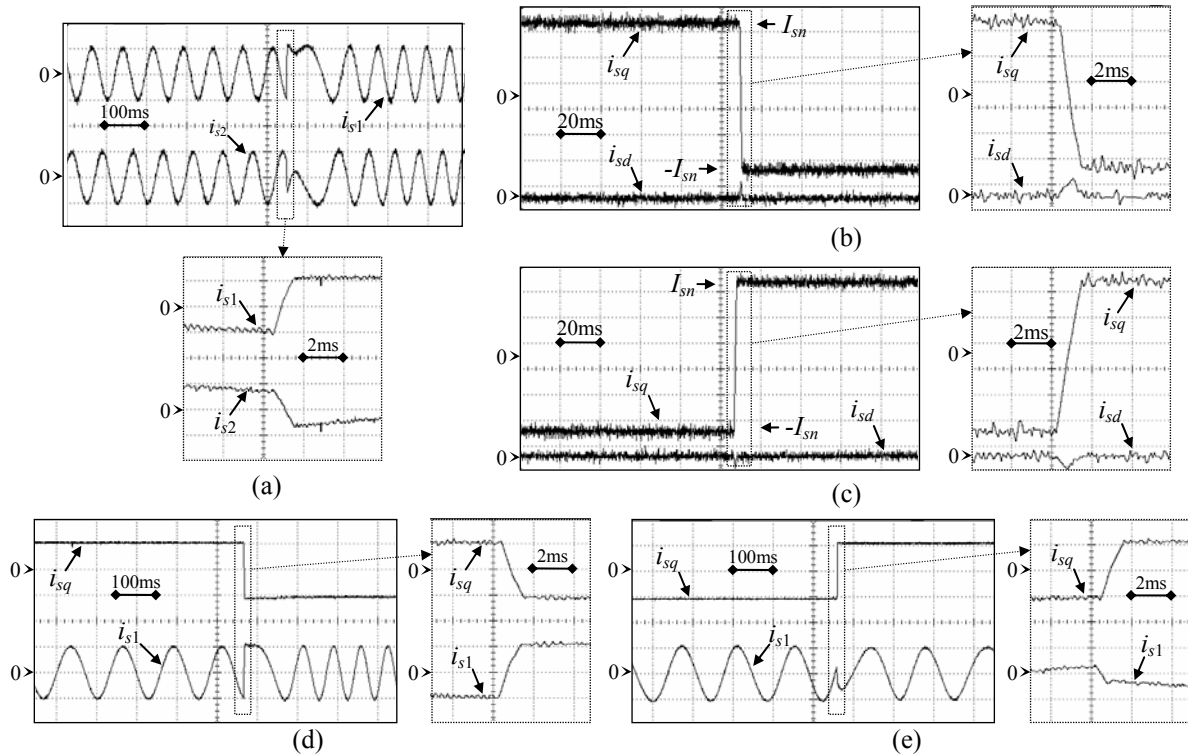


Fig.2.29. Réponses à des échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  et de  $-I_{sn}$  à  $+I_{sn}$ )  
( $E=540V, T_{ex}=2.76\mu s$ )

(a) Allure des courants  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  (b-c) Allure des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  (d-e) Allure des courants  $i_{sq}$  et  $i_{s1}$

Les figures 2.30.a et 2.30.b montrent l'allure des tensions statoriques obtenues lors d'un fonctionnement à haute vitesse ( $\omega=2\omega_n/3$ ) et à basse vitesse ( $\omega=\omega_n/3$ ). Cette figure montre que les tensions simples sont plus hachées à faible vitesse. Ceci est dû à une augmentation de la fréquence de commutation, elle-même due à une diminution de l'amplitude des termes de force électromotrice induite lors d'un fonctionnement à basse vitesse. La figure 2.30.c présente le lieu du vecteur tension statorique. Comme le montre cette figure, uniquement les vecteurs actifs sont appliqués et il n'y a pas d'application du vecteur nul. Ceci est dû au fait que, vu le caractère discret des stratégies de contrôle ON/OFF, l'annulation simultanée des erreurs de courants sur les trois phases statoriques est un phénomène très rare. En effet, selon le diagramme de commutation d'un contrôle par hystérésis à régulateur indépendants comme celui présenté par la figure 2.3, un vecteur non nul est forcément appliqué lorsque l'erreur de courant sur une phase dépasse le double de la largeur de bande des correcteurs à hystérésis. Or, pour un fonctionnement à fréquence de commutation limitée la largeur de bande des correcteurs à hystérésis est imposée égale à zéro. Etant donné que l'échantillonnage des courants statoriques est effectué de façon discrète à chaque période d'échantillonnage, il y a forcément une erreur sur une phase statorique qui n'est pas nulle. La bande nulle est donc dépassée et un vecteur tension actif est appliqué.

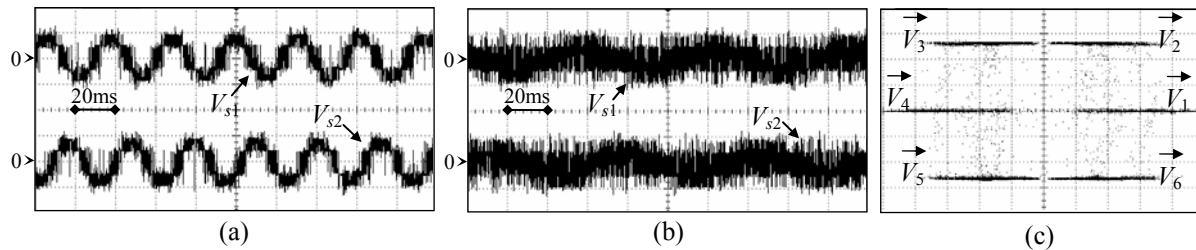


Fig.2.30. ( $E=540V, T_{ex}=2.76\mu s$ ) (a-b) Allure des tensions simples  $V_{s1}$  et  $V_{s2}$  (a)  $\omega=2\omega_n/3$  (b)  $\omega=\omega_n/3$   
(c) Lieu du vecteur tension statorique

### 2.3.2.2. Résultats expérimentaux de la stratégie de contrôle ON/OFF dans le plan $(\alpha, \beta)$ et à fréquence de commutation limitée

Les figures 2.31, 2.32, 2.33 et 2.34 présentent les résultats expérimentaux obtenus avec la stratégie de contrôle ON/OFF dans le plan  $(\alpha, \beta)$  à fréquence de commutation limitée. Ces résultats sont obtenus pour une tension du bus continu  $E$  égale à 540V et un temps d'exécution  $T_{ex}$  égal à 2.98  $\mu s$ . La figure 2.31 montre l'allure obtenue pour les courants statoriques à des fréquences d'échantillonnage égale à 5 kHz, 10 kHz et 20 kHz. Les résultats expérimentaux de la figure 2.31 montrent que les ondulations de courant sont variables et sont d'autant plus importantes que la fréquence d'échantillonnage diminue. Le tableau 2.6 présente les taux de distorsion harmonique obtenus pour un même point de fonctionnement et pour les différentes fréquences d'échantillonnage utilisées. Ces résultats montrent que le taux de distorsion harmonique des courants diminue lorsque la fréquence d'échantillonnage augmente. Il est à noter aussi que pour une même fréquence d'échantillonnage, le taux de distorsion obtenu avec une stratégie de contrôle ON/OFF dans le plan  $(\alpha, \beta)$  est meilleur que celui trouvé avec une stratégie de contrôle à régulateurs indépendants. Ceci s'explique par le fait que la stratégie de contrôle ON/OFF dans le plan  $(\alpha, \beta)$  régule le vecteur erreur courant et non chaque phase indépendamment comme le cas d'une stratégie de contrôle ON/OFF à régulateurs indépendants.

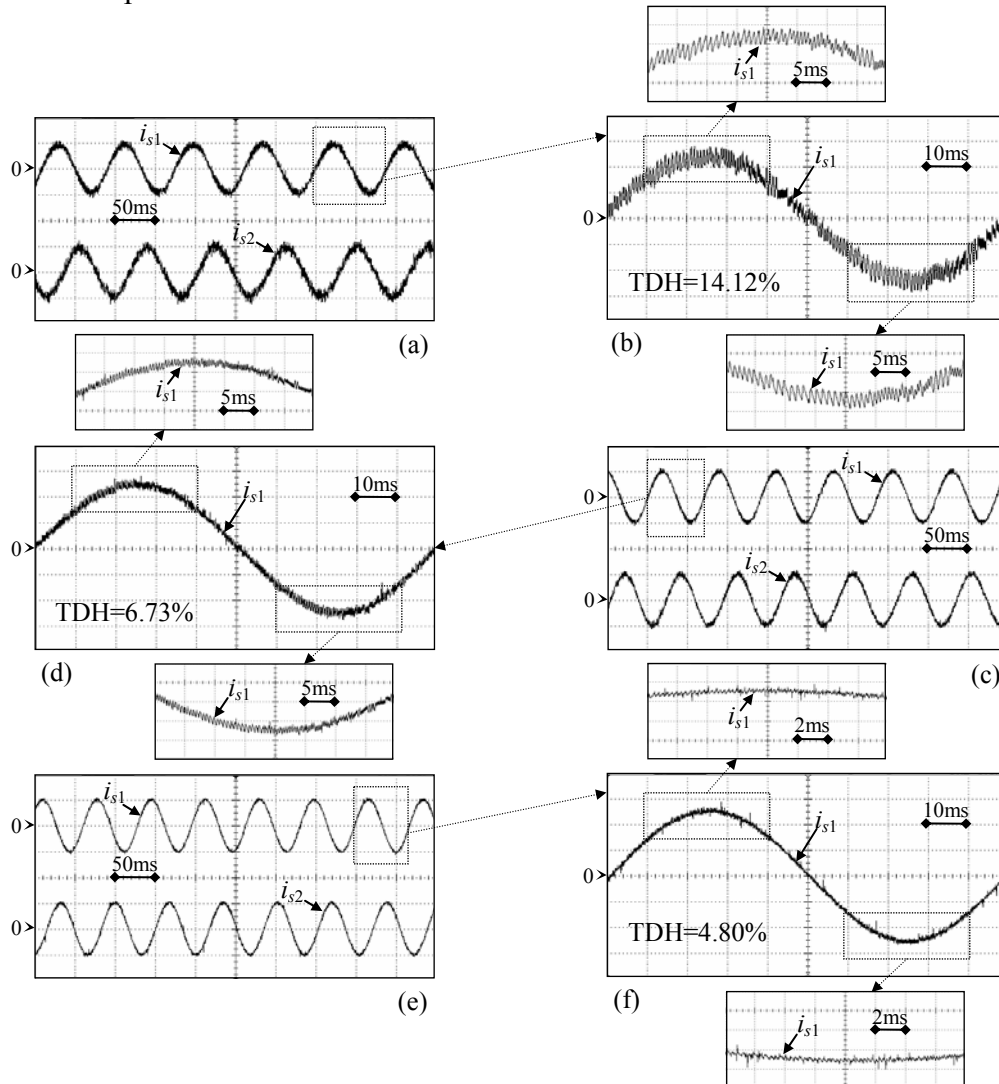


Fig.2.31. Allure des courants statoriques  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  ( $E=540V, T_{ex}=2.98\mu s$ )  
(a-b)  $F_e=5$  kHz (c-d)  $F_e=10$  kHz (e-f)  $F_e=20$  kHz

La figure 2.32 présente les lieux du vecteur courant statorique obtenus pour différentes fréquences d'échantillonnage  $F_e$ . Cette figure montre également que les ondulations de courant diminuent lorsque la fréquence d'échantillonnage augmente.

| Fréquence d'échantillonnage | TDH    |
|-----------------------------|--------|
| 5 kHz                       | 14.12% |
| 10 kHz                      | 6.73%  |
| 20 kHz                      | 4.80%  |

Tab.2.6. Taux de distorsion harmonique en fonction de la fréquence d'échantillonnage

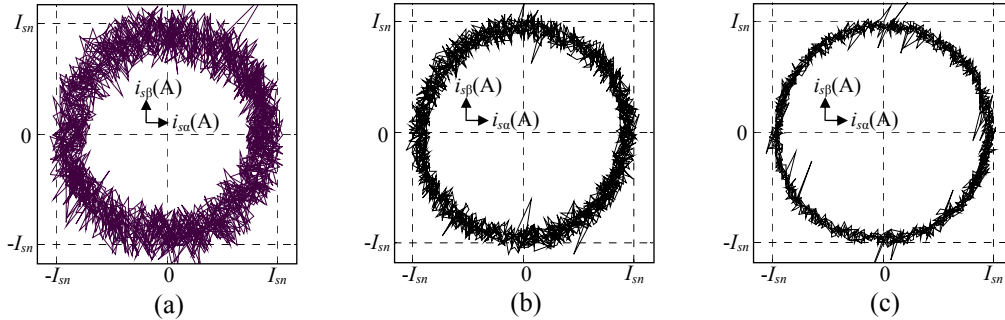


Fig.2.32. Lieu du vecteur courant statorique pour ( $E=540V, T_{ex}=2.98\mu s$ )  
(a)  $F_e=5$  kHz (b)  $F_e=10$  kHz (c)  $F_e=20$  kHz

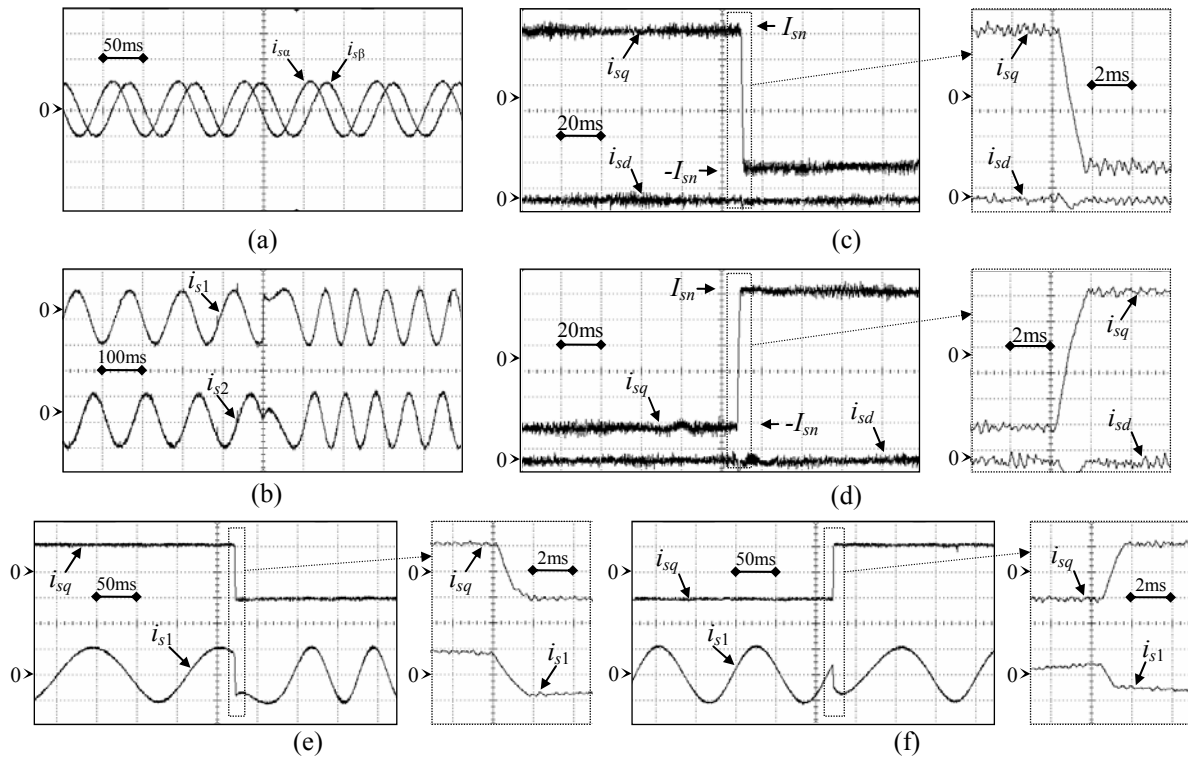


Fig.2.33. Réponses à des échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  et de  $-I_{sn}$  à  $+I_{sn}$ )  
( $E=540V, T_{ex}=2.98\mu s$ )

(a) Allure des courants  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$  (b) Allure des courants  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$   
(c-d) Allure des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  (e-f) Allure des courants  $i_{sq}$  et  $i_{s1}$

La figure 2.33 montre le comportement transitoire d'une stratégie de contrôle ON/OFF dans le plan  $(\alpha, \beta)$  à fréquence de commutation limitée. Les résultats expérimentaux donnés par cette figure sont obtenus suite à l'application d'échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  et

de  $-I_{sn}$  à  $+I_{sn}$ ) tout en maintenant la référence  $i_{sd}^*$  égale à zéro. Durant ces essais, le couple résistant est maintenu égal au couple nominal. Le régime transitoire s'effectue en un temps de l'ordre de 2 ms.

La figure 2.34 présente l'allure des tensions simples  $V_{s1}$  et  $V_{s2}$  ainsi que le lieu du vecteur tension statorique. Cette figure montre que uniquement les vecteurs  $\vec{V}_2$ ,  $\vec{V}_3$ ,  $\vec{V}_5$  et  $\vec{V}_6$  sont appliqués. Ceci est dû au fait que, vu le caractère discret des stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée, les erreurs de courant sur l'axe  $\alpha$  et l'axe  $\beta$  sont la plupart du temps non nulles lors de l'acquisition des courants au début de chaque période d'échantillonnage. Les signaux  $C_\alpha$  et  $C_\beta$  dans ce cas sont égaux soit à -1 ou 1. Par conséquent, et selon le tableau 2.2, uniquement les vecteurs tension  $\vec{V}_2$ ,  $\vec{V}_3$ ,  $\vec{V}_5$  et  $\vec{V}_6$  sont appliqués.

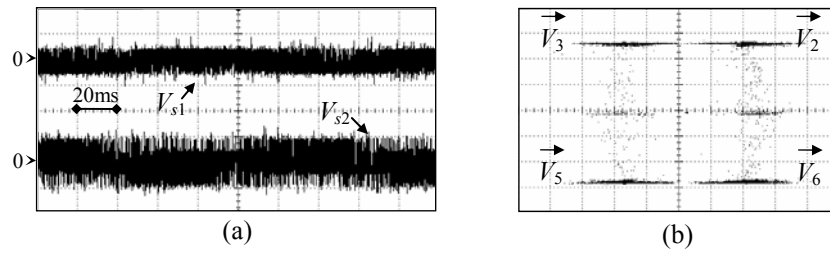


Fig.2.34. ( $E=540V, T_{ex}=2.98\mu s$ ) (a) Allure des tensions simples  $V_{s1}$  et  $V_{s2}$  (c) Lieu du vecteur tension statorique

### 2.3.2.2.3. Influence des délais du temps de calcul

Comme mentionné précédemment, les stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée sont caractérisées par des ondulations de courant non constantes. Ces ondulations dépendent essentiellement des paramètres de la machine, de la tension du bus continu et de la fréquence d'échantillonnage. Cependant, lorsqu'il s'agit de réalisation numérique des stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée, les ondulations de courant dépendent en plus des délais de temps de calcul. Afin d'illustrer ceci, les résultats expérimentaux trouvés dans le paragraphe précédent sont comparés à des résultats expérimentaux résultant de l'implantation de stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée fonctionnant avec une période d'échantillonnage  $T_e$  égale à  $100\mu s$  et un temps d'exécution délibérément fixé égal à  $50\mu s$ .

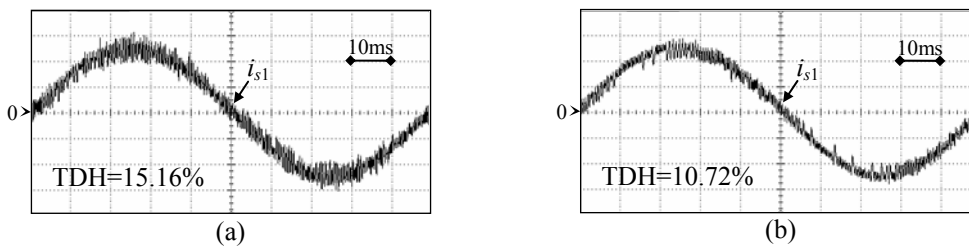


Fig.2.35. Allure du courant  $i_{s1}$  pour  $T_e=100\mu s$  et  $T_{ex}=50\mu s$  (a) Stratégie de contrôle ON/OFF à régulateurs indépendants et à fréquence de commutation limitée (b) Stratégie de contrôle ON/OFF dans le plan  $(\alpha, \beta)$  à fréquence de commutation limitée

La figure 2.35 montre l'allure du courant  $i_{s1}$  obtenue avec les deux stratégies de contrôle ON/OFF étudiées, et ce pour une période d'échantillonnage égale à  $100\mu s$  et un temps d'exécution  $T_{ex}$  égal à  $50\mu s$ . En comparant respectivement les figures 2.35.a et 2.35.b aux figures 2.27.d et 2.31.d qui sont obtenues pour un même point de fonctionnement, une même période d'échantillonnage, mais un temps d'exécution de quelques microsecondes, il est clair

que pour chacune des stratégies de contrôle ON/OFF étudiées, les ondulations de courant augmentent d'une manière significative lorsque les délais dus au temps de calcul augmentent. Par ailleurs, le taux de distorsion harmonique est plus faible lorsque le temps d'exécution diminue. Afin d'expliquer la différence obtenue sur la qualité de régulation de courant, la figure 2.36 présente un exemple d'évolution du courant avec une stratégie de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée pour une période d'échantillonnage de  $100\ \mu\text{s}$  et pour deux temps d'exécution différents. Le premier étant fixé égal à  $50\ \mu\text{s}$  et le deuxième étant plus petit et de l'ordre de quelques microsecondes. Comme le montre la figure 2.36, à l'instant  $t_k$  correspondant à la  $k^{\text{ème}}$  période d'échantillonnage, une valeur du courant  $i$  qui est supérieure à sa référence  $i^*$  est échantillonnée. Les signaux de commande calculés doivent alors faire décroître le courant. Cependant, comme le montre les diagrammes temporels de la figure 2.26, et vu les retards dus aux temps de calcul, les signaux de commande ne sont pas appliqués immédiatement après l'instant d'échantillonnage du courant, mais après un délai de temps d'exécution  $T_{ex}$ . C'est pourquoi, sur la figure 2.36, le courant  $i$  commence à décroître avec un retard d'un temps d'exécution par rapport à l'instant  $t_k$ . Le courant  $i$  obtenu avec un temps d'exécution de  $50\ \mu\text{s}$  (présenté avec trait continu sur la figure 2.36) commence à décroître plus tardivement que le courant  $i$  obtenu avec un temps d'exécution de quelques microsecondes (présenté avec trait discontinu sur la figure 2.36). Ce phénomène se répète à chaque période d'échantillonnage et par conséquent, les ondulations de courant sont bien plus importantes pour un temps d'exécution égal à  $50\ \mu\text{s}$ . La qualité de régulation de courant est par la suite meilleure avec un temps d'exécution très petit réalisé par une implantation numérique sur cible FPGA. D'où l'importance de l'utilisation des composants FPGA pour l'implantation de telles stratégies de contrôle vu la réduction du temps d'exécution considérable offerte par leurs grandes capacités de calcul.

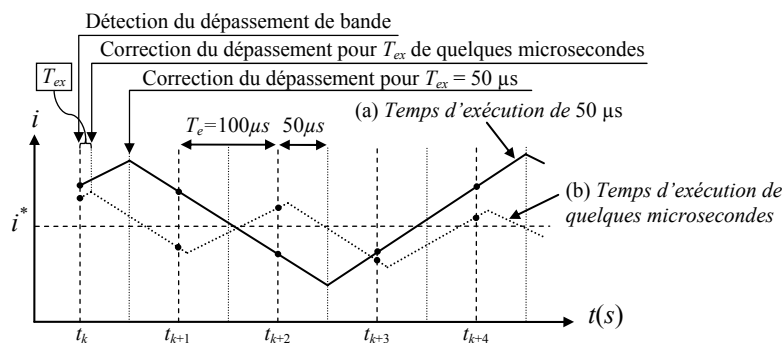


Fig.2.36. Evolution du courant  $i$  avec une stratégie de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée (a)  $T_e=100\mu\text{s}$  et  $T_{ex}=50\mu\text{s}$  (b)  $T_e=100\mu\text{s}$  et  $T_{ex}$  de quelques microsecondes

## 2.4. Conclusion

Ce chapitre a porté sur la réalisation expérimentale, à base de solutions FPGA, du contrôle du courant d'une machine synchrone via des stratégies de contrôle ON/OFF. Ces stratégies ont été réparties en deux classes : La première comporte les stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable et la deuxième comporte les stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée. Les caractéristiques du mode de fonctionnement des architectures matérielles conçues ont été traitées et analysées. Enfin, l'importance et la spécificité de l'utilisation des FPGA comme support pour l'implantation de ce type de stratégies a été aussi discutée, notamment leur capacité à reproduire un mode de fonctionnement quasiment analogique avec des solutions pourtant numériques.

## Chapitre 3

# Contrôle prédictif du courant d'une machine synchrone

### 3.1. Introduction

Le contrôle prédictif est un concept très large qui inclut différentes stratégies de contrôle. Une classification de ces stratégies est présentée dans [Ken-00]. Le contrôle prédictif du courant constitue un moyen très efficace pour satisfaire les différentes contraintes liées à la régulation du courant. Cependant, vu leur complexité algorithmique, les techniques de contrôle prédictif du courant sont caractérisées par des architectures de commande assez complexes et difficiles à mettre en œuvre. Par ailleurs, leur implantation numérique sur des cibles logicielles est caractérisée par un délai significatif entre l'instant d'échantillonnage des courants et le temps d'application du vecteur tension calculé. Par conséquent, les performances du contrôle prédictif du courant sont affectées. Des modifications algorithmiques sont nécessaires dans ce cas afin d'assurer les performances basiques de contrôle. Dans les références [Abu-04], [Moo-03] et [Kuk-96], l'effet du délai de temps d'exécution est discuté, et des contrôles prédictifs du courant qui considèrent et compensent ce délai sont présentés. Dans un autre cas, une réduction du temps d'exécution du contrôle prédictif du courant d'une machine synchrone est réalisée dans [Huy-94] à travers l'utilisation de plusieurs tables de mémoires EPROM. Dans [Rod-07] une réduction du temps d'exécution est aussi effectuée en simplifiant l'algorithme de contrôle.

De meilleures performances de contrôle et une meilleure qualité de régulation du courant peuvent être obtenues en utilisant le contrôle prédictif si le vecteur tension calculé est appliqué rapidement, sans délai significatif du temps d'exécution et sans modification de l'algorithme de contrôle. Cette nouvelle alternative est présentée dans ce chapitre, et ce en utilisant une cible FPGA comme support pour l'implantation de l'algorithme de commande. La rapidité de calcul des FPGA fait que le temps d'exécution est de l'ordre de quelques microsecondes en dépit de la complexité de l'architecture à implanter, et le vecteur tension calculé est appliqué quasi-instantanément.

### 3.2. Structure typique d'un contrôle prédictif

Selon [Ken-00] et [Kaz-02], la structure typique d'une stratégie de contrôle prédictif du courant d'une machine triphasée alternative est donnée par la figure 3.1. Cette stratégie est basée sur une résolution des équations mathématiques qui décrivent le comportement d'une machine par rapport au vecteur tension qui lui est appliqué. Un modèle mathématique de la machine permet d'estimer l'état actuel de la machine. Ensuite, un module de prédiction et d'optimisation permet de prédire l'évolution du vecteur courant statorique et de choisir, selon une procédure d'optimisation, le vecteur tension à appliquer le plus adéquat à appliquer.

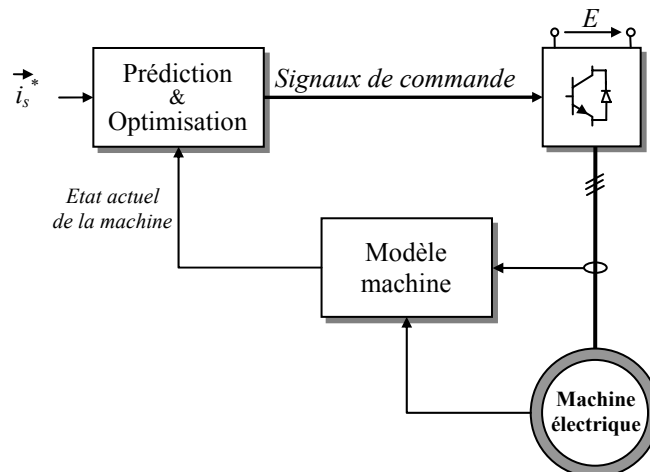


Fig.3.1. Structure typique d'une stratégie de contrôle prédictif du courant

Il est possible de classer les stratégies de contrôle prédictif en deux classes [Kaz-02]:

- Les stratégies de contrôle prédictif à fréquence de commutation minimale.
- Les stratégies de contrôle prédictif à fréquence de commutation limitée.

Dans la suite de ce paragraphe, on s'intéressera tout d'abord à présenter chacune de ces deux classes de stratégies. Ensuite, on présentera la mise en œuvre expérimentale d'une stratégie de contrôle prédictif pour le contrôle du courant d'une machine synchrone.

### 3.2.1. Stratégies de contrôle prédictif à fréquence de commutation minimale

Ces stratégies sont basées sur l'utilisation de correcteurs à hystérésis. Ces correcteurs imposent un contour limite pour le vecteur erreur courant. Par exemple, sur la figure 3.2.a, la limite du vecteur erreur courant est un cercle centré sur l'extrémité du vecteur courant de référence. Quand le vecteur courant réel percute le contour limite, il a la possibilité d'avoir sept nouvelles trajectoires possibles, chacune d'elles correspond à un des sept vecteurs tension que peut générer l'onduleur de tension (six vecteurs actifs et un vecteur nul). Les sept trajectoires possibles du courant sont prédites et une procédure d'optimisation permet de choisir le vecteur tension qui minimise la fréquence de commutation. Le vecteur tension sélectionné est celui pour lequel le vecteur erreur courant met le plus de temps pour percuter à nouveau les limites du contour imposé par les correcteurs à hystérésis.

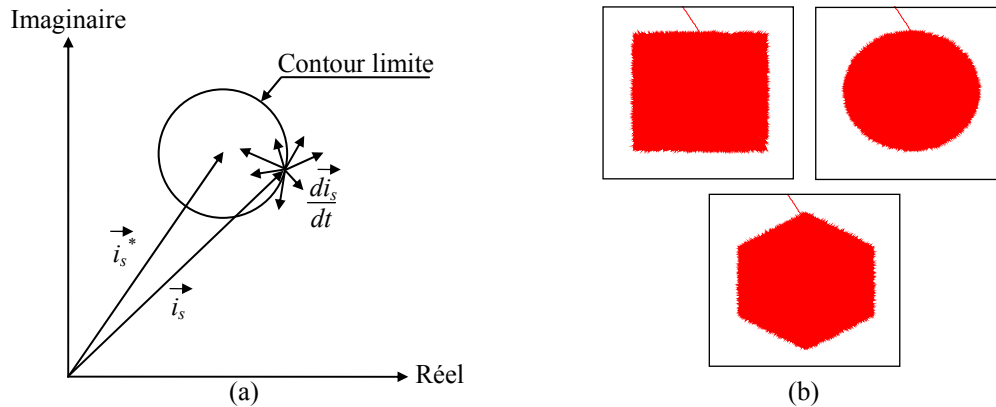


Fig.3.2. (a) Contrôle prédictif à fréquence de commutation minimale (Contour limite: Cercle)  
(b) Exemples de contours limites

A noter que dans ce cas, la forme du vecteur erreur courant est indépendante du système de coordonnées choisi. Il est donc possible de développer cette technique de contrôle prédictif dans un système de coordonnées stationnaire ou tournant.

### 3.2.2. Stratégies de contrôle prédictif à fréquence de commutation limitée

Dans le cas des stratégies de contrôle prédictif à fréquence de commutation limitée, les signaux de commande sont calculés à chaque période d'échantillonnage. Comme mentionné au début de ce chapitre, une stratégie de contrôle prédictif est basée sur les équations mathématiques de la machine. A partir de ces équations, et en supposant que le vecteur courant statorique  $\vec{i}_s$  ainsi que le vecteur force électromotrice induite  $\vec{e}_s$  de la machine triphasée alternative sont échantillonnés avec une période d'échantillonnage  $T_e$ , le vecteur courant statorique correspondant à la  $(k+1)^{ème}$  période d'échantillonnage peut être prédit en fonction des vecteurs courant, tension et force électromotrice induite de la  $k^{ème}$  période d'échantillonnage comme le montre la relation (3.1).



$$\vec{i}_s[k+1] = f(\vec{i}_s[k], \vec{V}_s[k], \vec{e}_s[k]) \quad (3.1)$$

Dans l'équation (3.1), les vecteurs  $\vec{V}_s[k]$  et  $\vec{e}_s[k]$  sont supposés constants pendant une période d'échantillonnage  $T_e$ . Cette hypothèse impose le choix d'une période d'échantillonnage très inférieure à la constante de temps électrique du système. Par ailleurs, l'équation (3.1) est d'autant plus vraie que la période d'échantillonnage est petite.

A partir de l'équation (3.1), il est possible d'avoir sept trajectoires différentes du vecteur courant statorique selon le vecteur tension appliqué durant la  $k^{\text{ème}}$  période d'échantillonnage. Ensuite, selon une procédure d'optimisation, un vecteur tension parmi les différents vecteurs que peut générer l'onduleur de tension est choisi. Ce vecteur est appliqué durant la  $k^{\text{ème}}$  période d'échantillonnage.

A noter que, comme dans le cas d'une stratégie de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée, la fréquence de commutation dans ce cas est variable, mais limitée à la moitié de la fréquence d'échantillonnage de l'algorithme de commande.

D'autre part, il est possible de développer une stratégie de contrôle prédictif avec une fréquence de commutation fixe en déterminant un vecteur tension optimal qui force le vecteur courant réel à atteindre le vecteur courant de référence. En effet, en remplaçant dans l'équation (3.1) le vecteur courant  $\vec{i}_s[k+1]$  par le vecteur courant de référence à la  $k^{\text{ème}}$  période d'échantillonnage  $\vec{i}_s^*[k]$ , il est possible de déterminer le vecteur tension optimal pour corriger le vecteur erreur courant comme le montre la relation (3.2).

$$\vec{V}_{s\text{opt}}[k] = f(\vec{i}_s[k], \vec{i}_s^*[k], \vec{e}_s[k]) \quad (3.2)$$

Le vecteur tension calculé par la relation (3.2) est par la suite imposé en valeur moyenne à travers un processus de modulation de largeur d'impulsion. Ceci impose donc une fréquence de commutation fixe des interrupteurs de puissance de l'onduleur de tension.

### 3.3. Développement d'une stratégie de contrôle prédictif pour le contrôle du courant d'une machine synchrone

En supposant que le courant  $i_{rd}$  est constant, et à partir des équations (A.38), (A.39), (A.40), (A.41) et (A.42) données en annexe A, l'expression des dérivées des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  par rapport au temps sont données par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{sd}} & \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \omega_{dq}(t) \\ -\frac{L_{sd}}{L_{sq}} \omega_{dq}(t) & -\frac{1}{T_{sq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq}} & -\frac{M_{sr}}{L_{sq}} \omega_{dq}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ i_{rd} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Où  $T_{sd}=L_{sd}/R_s$  et  $T_{sq}=L_{sq}/R_s$  représentent les constantes de temps électriques sur respectivement l'axe  $d$  et  $q$ . Les autres termes donnés par la relation (3.3) sont définies en annexe A.

Pour le développement de l'algorithme de commande prédictif, la relation matricielle précédente est simplifiée en supposant que la période d'échantillonnage  $T_e$  utilisée est très inférieure aux constantes de temps électriques  $T_{sd}$  et  $T_{sq}$ . Par conséquent, durant une  $k^{\text{ème}}$

période d'échantillonnage  $T_e$ , la vitesse de rotation et la position angulaire du rotor de la machine synchrone sont considérées constantes. Avec ces hypothèses et en effectuant une discrétisation du premier ordre de la relation matricielle (3.3), il est possible de définir les équations de prédiction suivantes :

$$\begin{cases} i_{sd}[k+1] = \frac{T_e}{L_{sd}}(V_{sd}[k] - e_{sd}[k]) + (1 - \frac{T_e}{T_{sd}})i_{sd}[k] \\ i_{sq}[k+1] = \frac{T_e}{L_{sq}}(V_{sq}[k] - e_{sq}[k]) + (1 - \frac{T_e}{T_{sq}})i_{sq}[k] \end{cases} \quad (3.4)$$

avec  $\begin{cases} e_{sd}[k] = -L_{sq}\omega_{dq}[k]i_{sq}[k] \\ e_{sq}[k] = L_{sd}\omega_{dq}[k]i_{sd}[k] + M_{sr}\omega_{dq}[k]i_{rd}[k] \end{cases}$

Où  $i_{sd}[k+1]$  et  $i_{sq}[k+1]$  sont les composantes directe et transverse du vecteur courant statorique prédites à la  $(k+1)^{ème}$  période d'échantillonnage. Les termes  $e_{sd}$  et  $e_{sq}$  constituent les termes de force électromotrice induites sur respectivement les axes  $d$  et  $q$ .

Afin de prédire l'évolution des composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  à la  $(k+1)^{ème}$  période d'échantillonnage, il faut calculer les vecteurs tension statoriques dans le système de coordonnées commun  $dq$  pour les différents états de commutation des signaux de commande de l'onduleur de tension. Pour ce faire, connaissant la valeur de la tension du bus continu  $E$ , il est possible de déterminer les différents vecteurs tension ( $\vec{V}_j = ([V_{s\alpha}^j \ V_{s\beta}^j]^t)_{(j=0..7)}$ ) exprimés dans le système de coordonnées fixe  $\alpha\beta$ , et ce pour chacune des combinaisons possibles des signaux de commande comme le montre le tableau 3.1. Ensuite, l'application de la matrice de rotation donnée par la relation (3.5) permet de calculer les différents vecteurs tension ( $\vec{V}_{sdq}^j = ([V_{sd}^j \ V_{sq}^j]^t)_{(j=0..7)}$ ) exprimés dans le système de coordonnées tournant  $dq$ . Parmi les huit combinaisons possibles des états de commutation des signaux de commande, six génèrent un vecteur tension non nul ( $\vec{V}_{sdq}^j$ ) $_{(j=1..6)}$ , tandis que deux génèrent un vecteur tension nul ( $\vec{V}_{sdq}^0, \vec{V}_{sdq}^7$ ).

| $C_1$ | $C_2$ | $C_3$ | $V_{s\alpha}^j$ | $V_{s\beta}^j$ | $\vec{V}_s$ | $\vec{V}_{sdq}^j$ |
|-------|-------|-------|-----------------|----------------|-------------|-------------------|
| 0     | 0     | 0     | 0               | 0              | $\vec{V}_0$ | $V_{sdq}^0$       |
| 1     | 0     | 0     | $2E/3$          | 0              | $\vec{V}_1$ | $V_{sdq}^1$       |
| 1     | 1     | 0     | $E/3$           | $E/\sqrt{3}$   | $\vec{V}_2$ | $V_{sdq}^2$       |
| 0     | 1     | 0     | $-E/3$          | $E/\sqrt{3}$   | $\vec{V}_3$ | $V_{sdq}^3$       |
| 0     | 1     | 1     | $-2E/3$         | 0              | $\vec{V}_4$ | $V_{sdq}^4$       |
| 0     | 0     | 1     | $-E/3$          | $-E/\sqrt{3}$  | $\vec{V}_5$ | $V_{sdq}^5$       |
| 1     | 0     | 1     | $E/3$           | $-E/\sqrt{3}$  | $\vec{V}_6$ | $V_{sdq}^6$       |
| 1     | 1     | 1     | 0               | 0              | $\vec{V}_7$ | $V_{sdq}^7$       |

Tab.3.1. Vecteurs tension disponibles en fonction de l'état des signaux de commande  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$

$$\begin{bmatrix} V_{sd}^j \\ V_{sq}^j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dq}) & \sin(\theta_{dq}) \\ -\sin(\theta_{dq}) & \cos(\theta_{dq}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha}^j \\ V_{s\beta}^j \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

En considérant les huit combinaisons possibles pour les signaux de commande  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$ , l'équation (3.4) peut être exprimée pour les différentes possibilités d'application des vecteurs tension  $(\vec{V}_{sdq}^j)_{(j=0..7)}$  comme suit :

$$\begin{cases} (i_{sd}^j[k+1] = \frac{T_e}{L_{sd}}(V_{sd}^j[k] - e_{sd}[k]) + (1 - \frac{T_e}{T_{sd}})i_{sd}^j[k])_{(j=0..7)} \\ (i_{sq}^j[k+1] = \frac{T_e}{L_{sq}}(V_{sq}^j[k] - e_{sq}[k]) + (1 - \frac{T_e}{T_{sq}})i_{sq}^j[k])_{(j=0..7)} \end{cases} \quad (3.6)$$

Où  $(i_{sd}^j[k+1])_{(j=0..7)}$  et  $(i_{sq}^j[k+1])_{(j=0..7)}$  sont les composantes directe et transverse du vecteur courant statorique prédites pour le début de la  $(k+1)^{ème}$  période d'échantillonnage lorsque le vecteur tension  $(\vec{V}_{sdq}^j)_{(j=0..7)}$  est appliqué durant la  $k^{ème}$  période d'échantillonnage. La relation (3.6) montre que, au début de chaque période d'échantillonnage, les composantes directe et transverse du vecteur courant statorique au début de la prochaine période d'échantillonnage peuvent être prédites selon le vecteur tension appliqué. Les trajectoires de courant  $(\vec{i}_j)_{(j=0..7)}$ , qui correspondent à l'application des vecteurs  $(\vec{V}_{sdq}^j)_{(j=0..7)}$ , sont définies comme suit :

$$(\vec{i}_j[k] = \vec{i}_{sdq}^j[k+1] - \vec{i}_{sdq}^j[k])_{(j=0..7)} \quad (3.7)$$

Où  $(\vec{i}_{sdq}^j[k+1])_{(j=0..7)}$  est le vecteur courant statorique prédit pour le début de la  $(k+1)^{ème}$  période d'échantillonnage lorsque le vecteur tension  $(\vec{V}_{sdq}^j)_{(j=0..7)}$  est appliqué durant la  $k^{ème}$  période d'échantillonnage. D'autre part, il est aussi possible de prédire le vecteur erreur courant  $(\vec{\Delta i}_{sdq}^j[k+1])_{(j=0..7)}$  exprimé dans le système de coordonnées  $dq$ . Ce vecteur étant égal à la différence entre le vecteur courant statorique de référence de la  $k^{ème}$  période d'échantillonnage  $\vec{i}_{sdq}^*[k] = [i_{sd}^*[k] \ i_{sq}^*[k]]^t$  et le vecteur courant statorique prédit pour le début de la  $(k+1)^{ème}$  période d'échantillonnage  $(\vec{i}_{sdq}^j[k+1] = [i_{sd}^j[k+1] \ i_{sq}^j[k+1]]^t)_{(j=0..7)}$  résultant de l'application du vecteur tension statorique  $(\vec{V}_{sdq}^j)_{(j=0..7)}$ .

$$(\vec{\Delta i}_{sdq}^j[k+1] = \vec{i}_{sdq}^*[k] - \vec{i}_{sdq}^j[k+1])_{(j=0..7)} \quad (3.8)$$

Les composantes  $(\Delta i_{sd}^j[k+1])_{(j=0..7)}$  et  $(\Delta i_{sq}^j[k+1])_{(j=0..7)}$  de chaque vecteur erreur courant  $(\vec{\Delta i}_{sdq}^j[k+1])_{(j=0..7)}$  ont pour expression :

$$(\Delta i_{sd}^j[k+1] = i_{sd}^*[k] - i_{sd}^j[k+1])_{(j=0..7)} \quad (3.9)$$

$$(\Delta i_{sq}^j[k+1] = i_{sq}^*[k] - i_{sq}^j[k+1])_{(j=0..7)} \quad (3.10)$$

A partir des relations (3.6), (3.9) et (3.10), le module du vecteur erreur courant peut être déduit selon la relation (3.11).

$$\left(\bar{\Delta}i_{sdq}^j[k+1]\right)^2 = (\Delta i_{sd}^j[k+1])^2 + (\Delta i_{sq}^j[k+1])^2 \quad (j=0..7) \quad (3.11)$$

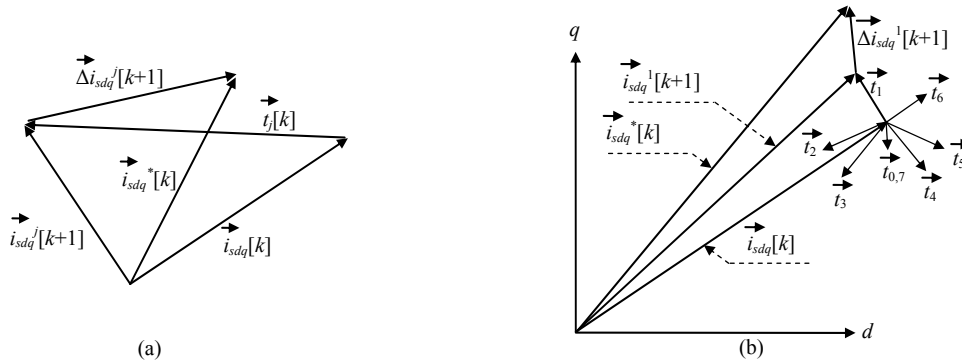


Fig.3.3. (a) Prédiction du vecteur erreur courant  $(\bar{\Delta}i_{sdq}^j[k+1])_{(j=0..7)}$  (b) Exemple des différentes possibilités de prédiction

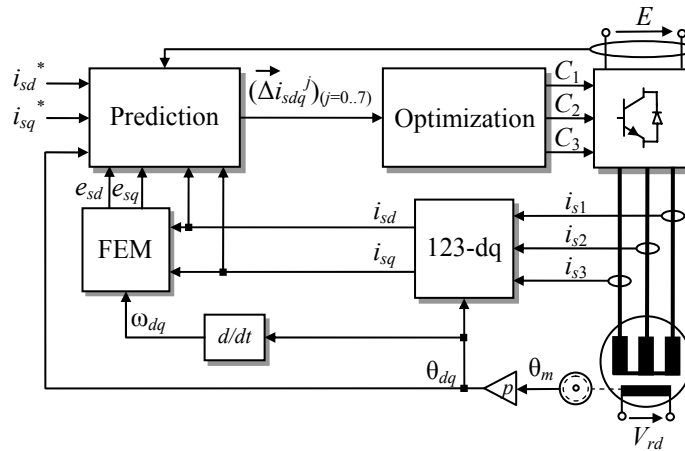


Fig.3.4. Principe du contrôle prédictif

La figure 3.4 présente le principe de la stratégie de contrôle prédictif adoptée. La vitesse de rotation angulaire électrique de la machine synchrone  $\omega_{dq}$  est déduite en dérivant la position angulaire  $\theta_{dq}$ . Les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  ainsi que les termes de force électromotrice induite  $e_{sd}$  et  $e_{sq}$  sont calculés en utilisant la valeur mesurée des courants statoriques  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$ , la position mesurée  $\theta_{dq}$  ainsi que la vitesse estimée  $\omega_{dq}$ . Un module de prédiction permet de prédire les composantes des différents vecteurs erreur courant  $(\bar{\Delta}i_{sdq}^j[k+1])_{(j=0..7)}$  selon les relations (3.6), (3.9) et (3.10). Par la suite une procédure d'optimisation pour sélectionner le vecteur tension à appliquer est effectuée. Cette procédure permet de sélectionner la combinaison des signaux de commande qui aboutit à une valeur minimale du module au carré du vecteur erreur courant  $\text{Min}_{(j=0..7)} \left( \bar{\Delta}i_{sdq}^j \right)^2$ . Par exemple, sur la figure 3.3.b, la combinaison des signaux de

commande  $(C_1 C_2 C_3)$  égale à (100) est appliquée étant donnée que le vecteur  $V_{sdq}^1$  permet d'avoir le plus petit module au carré du vecteur erreur courant. Il est à noter que si l'erreur minimale correspond à l'application d'un vecteur tension nul, le choix de la combinaison des signaux de commande est effectué selon l'état de commutation des signaux de commande de la précédente période d'échantillonnage de façon à diminuer la fréquence de commutation. Dans ce cas, si l'état de commutation de la période d'échantillonnage précédente appartient à l'ensemble  $\{(000), (001), (010), (100)\}$ , le vecteur tension nul choisi est celui généré par la combinaison (000) des signaux de commande. Sinon, si l'état de commutation de la période

d'échantillonnage précédente appartient à l'ensemble  $\{(011),(101),(110),(111)\}$ , alors le vecteur nul choisi est celui généré par la combinaison (111) des signaux de commande. La figure (3.5) présente les résultats de simulation de l'algorithme de commande prédictif considéré. Ces résultats sont obtenus suite à l'application d'échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de 0 à  $+I_{sn}$  à  $t=0$  s et de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  à  $t=0.5$  s). Durant les essais de simulation, la période d'échantillonnage  $T_e$  est fixée à  $100 \mu\text{s}$  et la tension du bus continue est égale à 540 V. La figure (3.5) montre que l'algorithme de commande prédictif présente une très bonne dynamique lors des régimes transitoires (de l'ordre de 2 ms pour un transitoire entre  $+I_{sn}$  et  $-I_{sn}$ ).

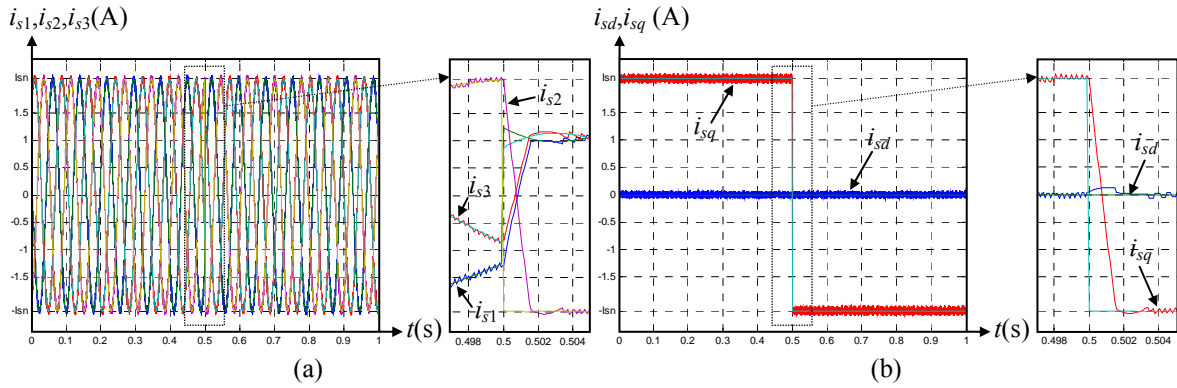


Fig.3.5. Résultats de simulation de la stratégie de contrôle prédictive ( $E=540\text{V}$ ,  $T_e=100\mu\text{s}$ )  
(a) Allures des courants statoriques  $i_{s1}$ ,  $i_{s2}$  et  $i_{s3}$  (b) Allure des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$

### 3.4. Implantation sur cible FPGA de l'algorithme de contrôle prédictif

#### 3.4.1. Architecture de commande

La figure 3.6 présente l'architecture de commande développée qui correspond à l'algorithme de contrôle prédictif. L'unité de contrôle globale de cette architecture assure le contrôle des modules de l'interface A/N, de l'interface codeur et du module de commande prédictive. La figure 3.7.a présente le diagramme temporel correspondant au mode de fonctionnement de l'architecture développée.

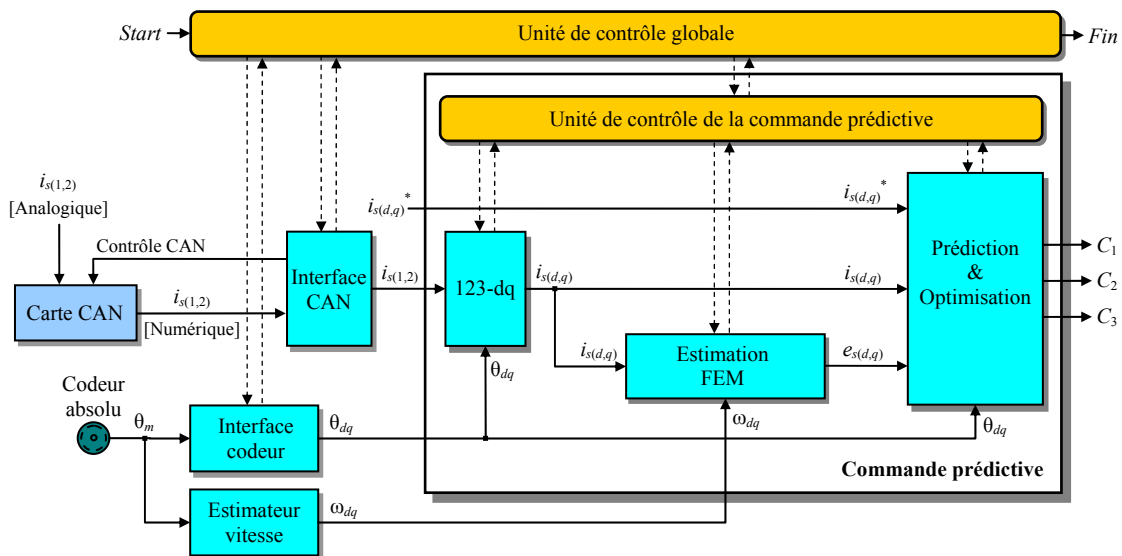


Fig.3.6. Architecture de la commande prédictive

L'unité de contrôle globale de l'architecture de commande active en premier lieu les modules de l'interface A/N et de l'interface codeur. Lorsque le module de l'interface A/N indique la fin de calcul de ses données de sortie, l'unité de contrôle globale active le module de commande prédictive. Lors de son activation, l'unité de contrôle du module de commande prédictive active dans un premier temps le module de la transformation de Park (123-dq). Ce module permet de calculer les composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  du vecteur courant statorique. Il est caractérisé par un temps de calcul égal à  $t_{123-dq}$ . Par la suite, le module (FEM) qui assure le calcul des termes  $e_{sd}$  et  $e_{sq}$  donnés par l'équation (3.4) est activé. Il est caractérisé par un temps de calcul égal à  $t_{FEM}$ . Finalement, le module (Prédiction & Optimisation) est activé. Ce module permet de calculer les signaux de commande  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  selon les équations (3.6), (3.9), (3.10) et (3.11). Le temps de calcul de ce module est égal à  $t_{P\&O}$ .

L'architecture de contrôle développée pour la commande prédictive comporte aussi un estimateur de vitesse qui assure la détermination de la vitesse de rotation  $\omega_{dq}$  à partir de la position mécanique  $\theta_m$ . Comme le montre la figure 3.6, cet estimateur fonctionne indépendamment des autres modules et n'est pas contrôlé par l'unité de contrôle globale. Son mode de fonctionnement est détaillé dans le paragraphe 3.4.2.

| Module  | Latence                     | Temps de calcul           |
|---|-----------------------------|---------------------------|
| Interface A/N                                   | 120                         | $t_{A/N} = 2.4 \mu s$     |
| Interface codeur                                | 2                           | $t_{Cod} = 0.04 \mu s$    |
| 123-dq  | 16                          | $t_{123-dq} = 0.32 \mu s$ |
| FEM   | 13                          | $t_{FEM} = 0.26 \mu s$    |
| Prédiction & Optimisation                       | 82                          | $t_{P\&O} = 1.64 \mu s$   |
| $t_{Préd} = t_{123-dq} + t_{FEM} + t_{P\&O}$    |                             | $t_{Préd} = 2.22 \mu s$   |
| Temps d'exécution $T_{ex} = t_{A/N} + t_{Préd}$ |                             | $T_{ex} = 4.62 \mu s$     |
| Ressources consommées                           | Nombre de slices            | 2056 de 5376 (38%)        |
|   | Multiplieurs câblés (18x18) | 5 de 16 (37%)             |
|   | Mémoires Ram                | 100%                      |

Tab.3.2. Performances de l'architecture de commande prédictive

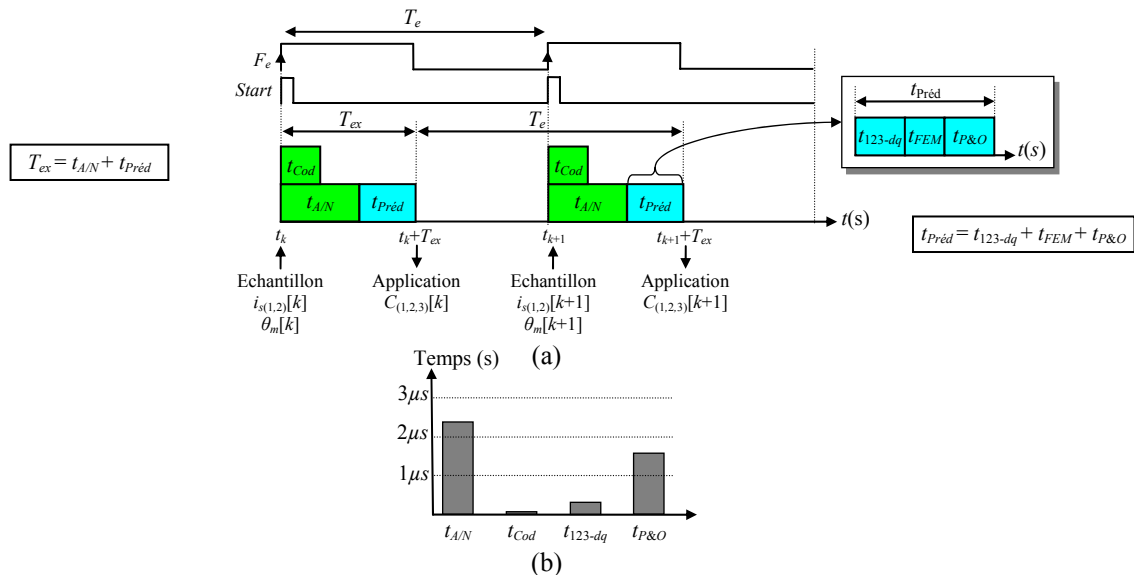


Fig.3.7. (a) Diagramme temporel de l'architecture de commande prédictive (b) Temps de calcul des différents modules de l'architecture de commande prédictive

Le tableau 3.2 et la figure 3.7.b présentent les performances en termes de temps de calcul et de consommation de ressources obtenues pour un format à virgule fixe 13/Q12. Le temps de

calcul total,  $t_{\text{préd}}$ , du module de commande prédictive est égal à 2.22  $\mu\text{s}$ . En ajoutant le temps de conversion analogique numérique  $t_{A/N}$ , le temps d'exécution total  $T_{\text{ex}}$  de l'architecture de commande prédictive est égal à 4.62  $\mu\text{s}$ .

### 3.4.2. Architecture de l'estimateur de vitesse

Comme mentionné précédemment, le module de l'estimateur de vitesse n'est pas contrôlé par l'unité de contrôle globale. Il fonctionne de façon indépendante et parallèlement aux autres modules. Il est synchronisé par rapport aux changements d'états des sorties du codeur absolu. En effet, la vitesse de rotation angulaire électrique  $\omega_{dq}$  du rotor est directement estimée à partir de la position mécanique captée par un codeur absolu à  $N$  bits (soit une résolution du codeur absolu de  $2^N$  points). Dans le cadre de ce travail, un codeur absolu à 10 bits et de résolution 1024 points est utilisé. Le principe de fonctionnement d'un codeur absolu à  $N$  bits est donné par le tableau 3.3. Ce tableau présente le format des  $N$  bits ( $\theta_{m(N-1)}\theta_{m(N-2)}\dots\theta_{m1}\theta_{m0}$ ) générés par le codeur absolu selon la position mécanique  $\theta_m$  exprimée en radian. Les  $N$  bits générés par le codeur absolu sont interprétés comme étant des bits non signés sous un format  $N/Q_0$ . L'angle mécanique numérique  $\theta_{m\_num}$ , qui constitue la valeur décimale du code binaire des  $N$  bits générés par le codeur absolu, varie donc de 0 à  $2^N-1$  lorsque la position mécanique  $\theta_m$  varie de 0 à  $(2\pi-2\pi/2^N)$ . Il est donc possible de déterminer la position mécanique  $\theta_m$  à partir des  $N$  bits générés par le codeur absolu avec une résolution  $\pm(2\pi/2^N)$  rad selon la relation (3.12).

$$\theta_m = \frac{2\pi}{2^N} \theta_{m\_num} \quad (3.12)$$

| $\theta_m$      | $\theta_{m(N-1)}\theta_{m(N-2)}\dots\theta_{m1}\theta_{m0}$ | $\theta_{m\_num}$ |
|-----------------|---|-------------------|
| 0               | 0.....0   | 0                 |
| $2\pi/2^N$      | 0.....01  | 1                 |
| .               | .   | .                 |
| $\pi/2$         | 010.....0   | $2^N/4$           |
| .               | .   | .                 |
| $\pi$           | 10.....0  | $2^N/2$           |
| .               | .   | .                 |
| $3\pi/2$        | 110.....0   | $3(2^N/4)$        |
| .               | .   | .                 |
| $2\pi-2\pi/2^N$ | 1.....1   | $2^N-1$           |

Tab.3.3. Format de la position numérique générée par un codeur absolu  $N$  bits

La relation liant la vitesse de rotation angulaire électrique  $\omega_{dq}$  à la position mécanique  $\theta_m$  est donnée par la relation suivante :

$$\omega_{dq} = p \frac{d\theta_m}{dt} \quad (3.13)$$

Où  $p$  est le nombre de paire de pôles de la machine électrique.

A partir des relations (3.12) et (3.13), la relation liant la vitesse de rotation angulaire électrique  $\omega_{dq}$  à la position mécanique numérique  $\theta_{m\_num}$  générée par le codeur absolu est donnée par la relation suivante :

$$\omega_{dq} = p \frac{2\pi}{2^N} \frac{d\theta_{m\_num}}{dt} \quad (3.14)$$

En effectuant une discrétisation du premier ordre de l'équation précédente, la vitesse de rotation électrique à la  $k^{ème}$  période d'échantillonnage a pour expression :

$$\omega_{dq}[k] = p \frac{2\pi}{2^N} \frac{(\theta_{m\_num}[k] - \theta_{m\_num}[k-1])}{T} \quad (3.15)$$

Où  $T$  est la période d'échantillonnage utilisée pour la discrétisation de l'estimateur de vitesse,  $\theta_{m\_num}[k]$  la position mécanique numérique détectée à la  $k^{ème}$  période d'échantillonnage et  $\omega_{dq}[k]$  la vitesse de rotation angulaire électrique estimée à la  $k^{ème}$  période d'échantillonnage.

Un codeur absolu à  $N$  bits est caractérisé par un pas angulaire unitaire égal à  $2\pi/2^N$ . Pour une vitesse de rotation angulaire électrique  $\omega_{dq}$  donnée, la position mécanique  $\theta_m$  du rotor parcourt un pas angulaire égal à  $2\pi/2^N$  rad pendant un temps  $t_{inc/déc}$  défini par la relation suivante :

$$t_{inc/déc} = \frac{p}{\omega_{dq}} \frac{2\pi}{2^N} \quad (3.16)$$

Si la période d'échantillonnage  $T$  de l'estimateur de vitesse utilisée dans l'équation (3.15) est constante, un problème d'estimation aura lieu si, durant une période d'échantillonnage, le code binaire de la position mécanique numérique  $\theta_{m\_num}$  reste inchangé. La différence  $(\theta_{m\_num}[k] - \theta_{m\_num}[k-1])$  est nulle dans ce cas. Ce problème aura lieu spécialement lors d'un fonctionnement à basse vitesse, lorsque la période d'échantillonnage  $T$  est inférieure au temps nécessaire pour effectuer un déplacement d'un pas angulaire unitaire. Pour remédier à ce problème, la période d'échantillonnage  $T$  de l'estimateur de vitesse doit être supérieure ou égale à  $t_{inc/déc}^{min}$  correspondant au temps nécessaire pour effectuer un déplacement angulaire unitaire lorsque la machine électrique tourne avec une vitesse de rotation minimale  $\omega_{dq}^{min}$ . A partir de la relation (3.16),  $t_{inc/déc}^{min}$  est défini par la relation suivante :

$$t_{inc/déc}^{min} = \frac{p}{\omega_{dq}^{min}} \frac{2\pi}{2^N} \quad (3.17)$$

L'estimation de vitesse selon la relation (3.15) est d'autant plus précise que la période d'échantillonnage  $T$  est plus petite. Par ailleurs, la période d'échantillonnage  $T$  doit vérifier la relation (3.18) pour que la différence  $(\theta_{m\_num}[k] - \theta_{m\_num}[k-1])$  soit non nulle avec une vitesse de rotation supérieure ou égale à  $\omega_{dq}^{min}$ .

$$T > \frac{p}{\omega_{dq}^{min}} \frac{2\pi}{2^N} \quad (3.18)$$



Dans le cadre de ce travail, un codeur absolu à 10 bits (soit une résolution de 1024 point) est utilisé. La machine électrique utilisée possède deux paires de pôles. Pour une vitesse de rotation angulaire électrique minimale  $\omega_{dq}^{\min}$  égale à 1rad/s, la période d'échantillonnage  $T$  doit être supérieure à 12.3 ms. Une telle contrainte sur la période d'échantillonnage affectera considérablement la précision d'estimation de vitesse lors d'un fonctionnement à moyenne et haute vitesse.

Une autre alternative est traitée dans ce travail pour remédier au problème lié au choix de la période d'échantillonnage  $T$ , et ce sans affecter la précision d'estimation de vitesse. Cette alternative est basée sur le choix d'une période d'échantillonnage variable qui soit adaptée à la vitesse de rotation de la machine électrique. Pour ce faire, la période d'échantillonnage utilisée est égale au temps nécessaire au codeur absolu pour effectuer un déplacement angulaire unitaire de  $2\pi/2^N$ . Dans ce cas, la différence  $(\theta_{m\_num}[k]-\theta_{m\_num}[k-1])$  est égale à  $\pm 1$  selon le sens de rotation de la machine électrique. A partir de la relation (3.15), la valeur absolue de la vitesse de rotation angulaire électrique a donc pour expression :

$$|\omega_{dq}[k]| = p \frac{2\pi}{2^N} \frac{1}{T_k} \quad (3.19)$$

Où  $T_k$  est la  $k^{\text{ème}}$  période d'échantillonnage égale au temps  $t_{inc/déc}$  nécessaire pour que le codeur absolu effectue un déplacement angulaire unitaire. Lorsque le codeur absolu effectue un déplacement angulaire unitaire, le niveau logique du bit le moins significatif  $\theta_{m0}$  change d'état (du niveau logique bas vers le niveau logique haut ou du niveau logique haut au niveau logique bas). Par la suite, la période d'échantillonnage  $T_k$  peut être déterminée en calculant le temps écoulé entre deux changements d'état consécutifs du bit le moins significatif  $\theta_{m0}$  de la position  $\theta_{m\_num}$  générée par le codeur absolu. Pour ce faire, la période d'échantillonnage  $T_k$  est déterminée en utilisant un compteur qui s'incrémente avec une horloge ayant une fréquence  $F_c$  assez grande par rapport à la fréquence maximale de changement d'état du bit le moins significatif  $\theta_{m0}$ . Les sorties de ce compteur sont remises à zéro à chaque changement d'état de  $\theta_{m0}$ . La figure 3.8 présente le principe de détermination de la période d'échantillonnage  $T_k$ . Comme le montre cette figure, si durant une  $k^{\text{ème}}$  période d'échantillonnage, le compteur s'est incrémenté jusqu'à la valeur  $n_k$  avant que le bit le moins significatif  $\theta_{m0}$  ne change d'état logique de nouveau, la période d'échantillonnage  $T_k$  s'exprime comme suit :

$$T_k = \frac{n_k}{F_c} \quad (3.20)$$

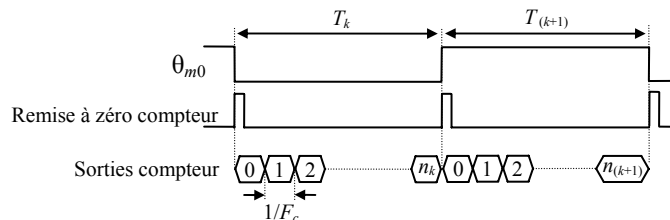


Fig.3.8. Détermination de la période d'échantillonnage  $T_k$

L'erreur d'estimation de  $T_k$  est égale à  $\pm 1/F_c$ . En supposant que la vitesse de rotation angulaire électrique maximale est égale à  $\omega_{dq}^{\max}$ , la fréquence maximale  $F_{\theta_{m0}}^{\max}$  du signal  $\theta_{m0}$  est égale à :

$$F_{\theta_{m0}}^{\max} = \frac{2^N}{2\pi} \frac{\omega_{dq}^{\max}}{p} \quad (3.21)$$

La fréquence maximale de changement d'état du signal  $\theta_{m0}$  correspond à une période minimale  $T_k$ . Pour un codeur absolu à 10 bits et une machine électrique à deux paires de pôles, la fréquence maximale de changement d'état du signal  $\theta_{m0}$  est égale à 51.2 kHz pour une vitesse de rotation angulaire maximale  $\omega_{dq}^{\max}$  égale à  $2\omega_{sn}$ . La fréquence  $F_c$  utilisée pour le développement de l'architecture de l'estimateur est égale à 3.57 MHz, soit 70 fois plus grande que la fréquence maximale de changement d'état du signal  $\theta_{m0}$ . L'erreur maximale d'estimation de la période d'échantillonnage  $T_k$  est égale dans ce cas à :

$$|\Delta T_k (\%)| = \frac{(2 / F_c)}{(1 / F_{\theta_{m0}}^{\max})} \times 100 = 2.86\% \quad (3.22)$$

A partir des relations (3.19) et (3.20), l'expression de la valeur absolue de la vitesse de rotation angulaire électrique est donnée par la relation suivante :

$$|\omega_{dq}[k]| = p \frac{2\pi}{2^N} \frac{F_c}{n_k} \quad (3.23)$$

La détermination du sens de rotation (positif ou négatif) peut être effectuée en utilisant les deux bits les moins significatifs  $\theta_{m0}$  et  $\theta_{m1}$  de la position numérique  $\theta_{m\_num}$  comme le montre le tableau 3.4 déduit à partir de la figure 3.9. Dans ce tableau, la variable *Sense* est égale à +1 si le sens de rotation est positif et -1 si le sens de rotation est négatif. Par conséquent, l'expression de la vitesse angulaire électrique à la  $k^{ème}$  période d'échantillonnage est donnée par la relation suivante :

$$\omega_{dq}[k] = Sense \cdot (p \frac{2\pi}{2^N} \frac{F_c}{n_k}) \quad (3.24)$$

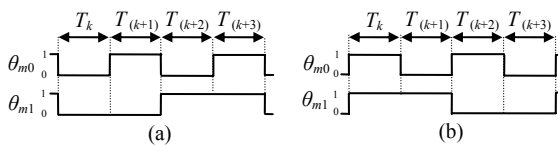


Fig.3.9. Evolution des deux bits les moins significatifs ( $\theta_{m0}$  et  $\theta_{m1}$ ) pour un sens de rotation (a) positif (b) négatif

| $\theta_{m0}[k]$ | $\theta_{m1}[k]$ | $\theta_{m0}[k+1]$ | $\theta_{m1}[k+1]$ | <i>Sense</i> |
|------------------|------------------|--------------------|--------------------|--------------|
| 0                | 0                | 1                  | 0                  | +1(positive) |
| 0                | 0                | 1                  | 1                  | -1(negative) |
| 1                | 0                | 0                  | 1                  | +1(positive) |
| 1                | 0                | 0                  | 0                  | -1(negative) |
| 0                | 1                | 1                  | 1                  | +1(positive) |
| 0                | 1                | 1                  | 0                  | -1(negative) |
| 1                | 1                | 0                  | 0                  | +1(positive) |
| 1                | 1                | 0                  | 1                  | -1(negative) |

Tab.3.4. Détermination du sens de rotation

L'expression de la vitesse de rotation angulaire électrique unitaire  $\omega_{dqu}$  est obtenu en divisant l'équation (3.24) par la valeur de base de la vitesse de rotation angulaire électrique  $\omega_b$ . La vitesse angulaire électrique unitaire est donc donnée par la relation suivante :

$$\omega_{dqu}[k] = Sense \cdot \left( \frac{p}{\omega_b} \frac{2\pi}{2^N} \frac{F_c}{n_k} \right) \quad (3.25)$$

La figure 3.10 présente le chemin de données et l'unité de contrôle de l'architecture développée pour l'estimateur de vitesse. Cette architecture assure le calcul de la vitesse de rotation angulaire électrique sous un format unitaire selon la relation (3.25). L'unité de contrôle de l'estimateur de vitesse possède une entrée horloge  $Clk$  et une entrée de remise à zéro  $Reset$ . L'horloge  $Clk$  est celle de la carte FPGA utilisée et possède une fréquence égale à 50 MHz. Le passage d'un état à un autre dans le fonctionnement de l'unité de contrôle s'effectue à chaque front montant de l'horloge  $Clk$ . Ce passage peut être aussi conditionné par l'état d'autres signaux. Le signal  $Reset$  permet de remettre le fonctionnement du séquenceur à l'état initial. L'état initial considéré ici est l'état 0. Le passage de l'état 0 à l'état 1 ne s'effectue que lorsque le signal  $Start$  est au niveau logique haut. Ce signal est une impulsion de fréquence  $F_c$  égale à 3.57 MHz utilisée pour le calcul de la période d'échantillonnage  $T_k$ . Une fois le signal  $Start$  est au niveau logique haut, le séquenceur passe à l'état 1 lors d'un front montant de l'horloge  $Clk$ . Durant l'état 1, le signal  $en_0$  enregistre l'état actuel de  $\theta_{m0}$ . Une opération logique  $xor$  est effectuée entre l'état actuel de  $\theta_{m0}$  et l'état de  $\theta_{m0}$  durant l'ancienne période d'échantillonnage qui est enregistrée à la sortie du registre contrôlé par le signal  $en_1$ . Si ces deux états sont différents, le signal  $d_0$  à la sortie de la porte  $xor$  est au niveau logique haut, sinon il est au niveau logique bas. Au front d'horloge suivant, le séquenceur passe à l'état 2. Au cours de cet état, le signal  $F_{compt}$  passe au niveau logique haut et incrémente le compteur du chemin de donnée de l'estimateur de vitesse. La sortie  $n_k$  de ce compteur adresse une mémoire qui génère à sa sortie la valeur  $\frac{p}{\omega_b} \frac{2\pi}{2^N} \frac{F_c}{n_k}$ . Au prochain front

de l'horloge  $Clk$ , si l'état de  $\theta_{m0}$  reste inchangé, le signal  $d_0$  est au niveau logique bas et l'unité de contrôle retourne à l'état 0 et attend une nouvelle activation par le signal  $Start$ . Sinon, si  $\theta_{m0}$  change d'état (la sortie  $\theta_{m\_num}$  s'est incrémentée de +1 ou décrémentée de -1 dans ce cas), le signal  $d_0$  est au niveau logique haut et l'unité de contrôle passe à l'état 3. A l'état 3, le signal  $en_2$  enregistre la valeur absolue de la vitesse de rotation angulaire électrique unitaire  $|\omega_{dqu}|$ . Un multiplexeur permet alors de choisir une des valeurs  $|\omega_{dqu}|$  et  $-|\omega_{dqu}|$  selon la variable  $Sense$  calculée à partir d'une table basée sur le tableau 3.4. Au prochain front montant de l'horloge  $Clk$ , le signal  $en_3$  enregistre la vitesse de rotation calculée  $\omega_{dq}$ . Ensuite, au front montant de  $Clk$  suivant, l'unité de contrôle passe à l'état 5 qui enregistre l'état des entrées  $\theta_{m0}$  et  $\theta_{m1}$  de la nouvelle période d'échantillonnage à travers le signal  $en_1$ . Durant l'état 5, une remise à zéro du compteur à travers le signal  $R_c$  est aussi effectuée afin de pouvoir calculer la valeur de la prochaine période d'échantillonnage. L'unité de contrôle passe par la suite à l'état 0 et attend de nouveau l'activation par le signal  $Start$ .

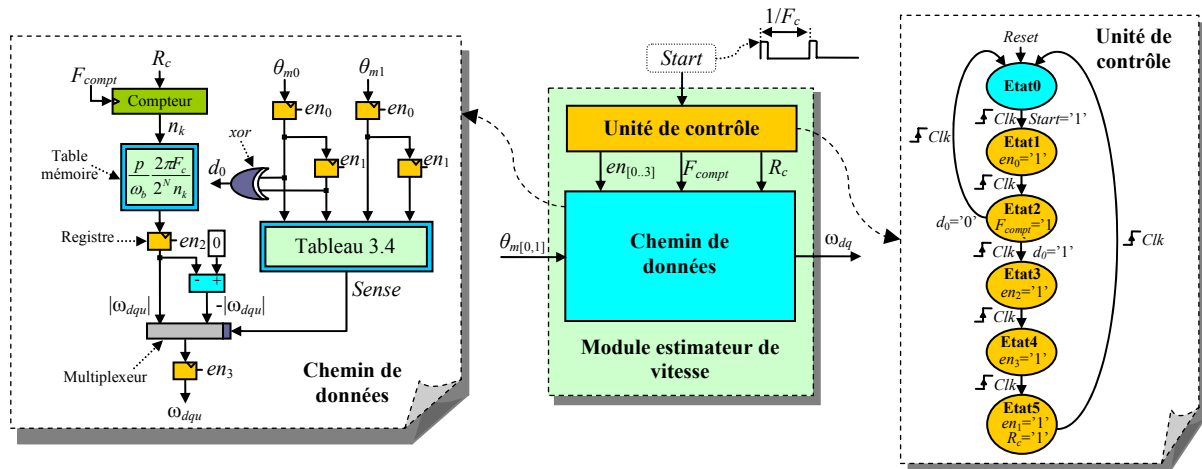


Fig.3.10. Architecture du module de l'estimateur de vitesse

### 3.4.3. Résultats expérimentaux

Lors de la réalisation des essais expérimentaux, la fréquence d'échantillonnage  $F_e$  de l'architecture de commande est fixée égale à 10 kHz. La tension du bus continu  $E$  est égale à 540 V. La figure 3.11 présente l'allure des courants statoriques  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  ainsi que le lieu du vecteur courant statorique obtenus pour une référence  $i_{sq}^*$  égale au courant nominal tout en maintenant la référence  $i_{sd}^*$  égale à zéro. Le THD obtenu pour les courants statoriques est autour de 7.4%.

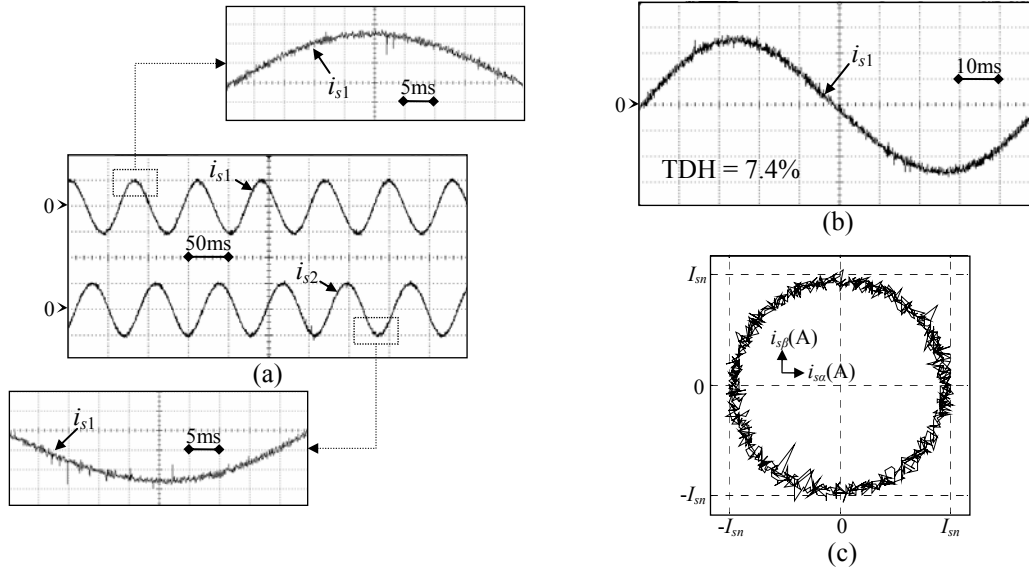


Fig.3.11. ( $E=540V, T_{ex}=4.62\mu s$ ) (a) Allure des courants  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  (b) Allure du courant  $i_{s1}$  (c) Lieu du vecteur courant statorique

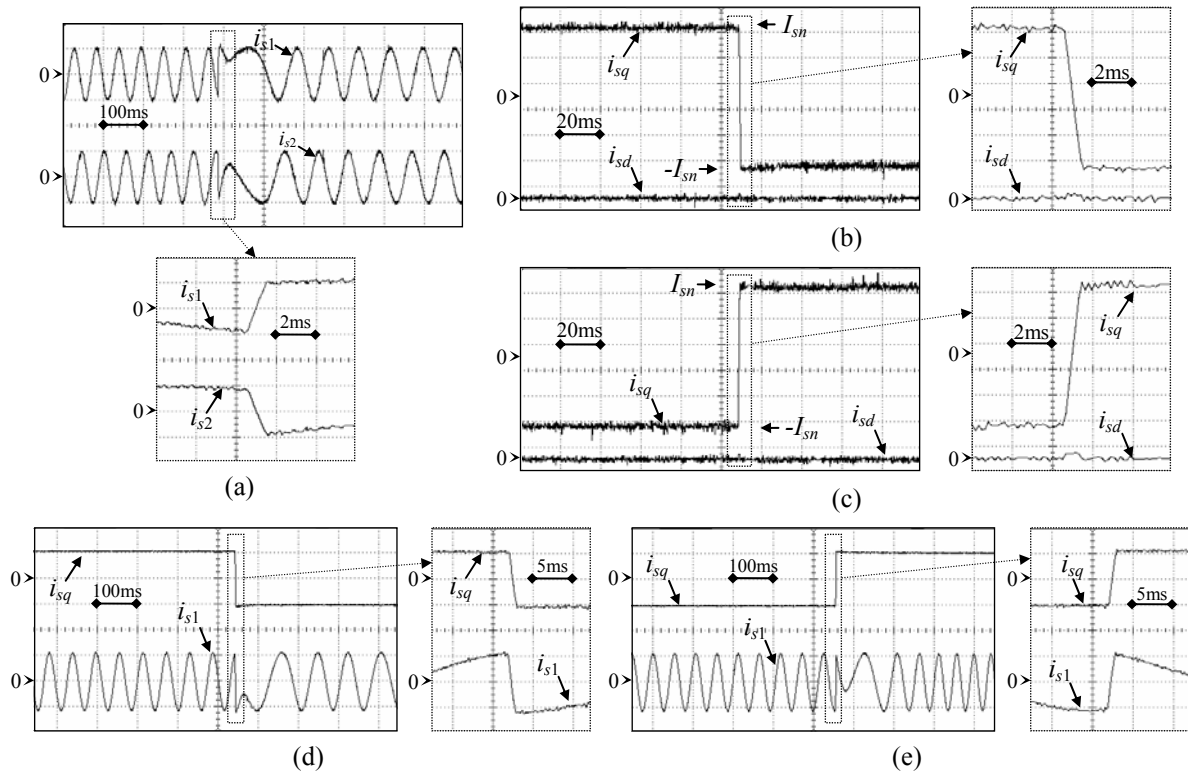


Fig.3.12. Réponses à des échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  et de  $-I_{sn}$  à  $+I_{sn}$ ) ( $E=540V, T_{ex}=4.62\mu s$ )

(a) Allure des courants  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  (b-c) Allure des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  (d-e) Allure des courants  $i_{sq}$  et  $i_{s1}$

La figure 3.12 montre la réponse des composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  du vecteur courant statorique ainsi que celle des courants statoriques  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  lors de l'application d'échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  et de  $-I_{sn}$  à  $+I_{sn}$ ) tout en maintenant la référence  $i_{sd}^*$  nulle. Les résultats expérimentaux obtenus montrent que la stratégie de contrôle prédictif présente une très bonne dynamique lors des régimes transitoires, similaire à celle obtenue pour les stratégies de contrôle ON/OFF. Le régime transitoire entre une référence  $+I_{sn}$  et  $-I_{sn}$  s'effectue en un temps inférieur à 2 ms.

La figure 3.13 présente l'allure obtenue pour la tension simple  $V_{s1}$  ainsi que la tension composée  $U_{23}$ . Le lieu des vecteurs tension appliqués est donné par la figure 3.12.b. Comme le montre cette figure, les vecteurs actifs ainsi que les vecteurs nuls sont appliqués.

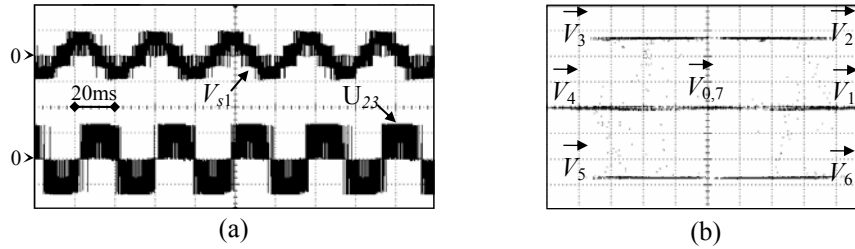


Fig.3.13. ( $E=540V, T_{ex}=4.62\mu s$ ) (a) Allure des tensions  $V_{s1}$  et  $U_{23}$  (b) Lieu du vecteur tension statorique

### 3.5. Conclusion

Dans ce chapitre, l'intérêt de l'utilisation des cibles FPGA pour l'implantation d'algorithmes de commande ayant une structure complexe tels que les algorithmes de commande prédictifs a été présenté. Ces algorithmes de commande sont généralement caractérisés par des délais dus au temps de calcul qui peuvent affecter les performances basiques de ces contrôles. L'utilisation des FPGA permet un calcul quasi-instantané des algorithmes de commande en dépit de la complexité algorithmique de la commande. L'algorithme de commande prédictif traité dans ce paragraphe permet de prédire l'évolution des composantes directes et transverse du vecteur erreur courant, et de choisir selon une procédure d'optimisation le vecteur tension le plus adéquat pour l'appliquer durant toute la période d'échantillonnage. Le principe de fonctionnement de l'algorithme de commande prédictif considéré suppose que les signaux de commande sont appliqués immédiatement au début de chaque période d'échantillonnage. Cependant, par rapport au début de chaque période d'échantillonnage, les signaux de commande ne sont pas appliqués immédiatement, mais après un délai de temps de calcul égal à  $4.62\mu s$ . Néanmoins, ce délai est très petit par rapport à la période d'échantillonnage fixée égale à  $100\mu s$ . Ceci est particulièrement dû aux grandes capacités de calcul des FPGA. Par conséquent, l'utilisation des cibles FPGA permet de préserver les performances inhérentes au contrôle prédictif de courant sans ajout de modifications pour la compensation des délais.

## Chapitre 4

# Contrôle par des régulateurs PI du courant d'une machine synchrone

## 4.1. Introduction

Ce chapitre porte sur le réglage par des régulateurs PI (Proportionnel Intégral) des composantes  $d$  et  $q$  du vecteur courant statorique d'une machine synchrone dans le système de coordonnées tournant  $dq$  (l'axe  $d$  étant lié au rotor de la machine synchrone). Le choix de ce système de coordonnées pour la réalisation du réglage par des régulateurs PI est dû au fait que les composantes directe et transverse du vecteur courant statorique sont dans ce cas des grandeurs continues en régime établi. Le module du vecteur courant statorique peut donc être réglé avec une précision élevée vu que la composante intégrale du régulateur PI annule l'erreur en régime permanent. Quant à la phase du vecteur courant statorique, elle est imposée correctement via les transformations de coordonnées telles que les transformations de Park et Park inverse. Les grandeurs de sortie d'une commande basée sur des régulateurs PI pour le contrôle du courant représentent les tensions désirées aux bornes de la machine. Ces tensions sont par la suite reconstituées via la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

Dans la première partie de ce chapitre, une brève description des techniques de la MLI est présentée. Ensuite, la deuxième partie présente la structure de réglage par des régulateurs PI des composantes  $d$  et  $q$  du vecteur courant statorique d'une machine synchrone dans le système de coordonnées tournant  $dq$  (l'axe  $d$  est lié au rotor). Finalement, la dernière partie de ce chapitre traite l'implantation sur cible FPGA de la structure de réglage par régulateurs PI ainsi que les résultats expérimentaux obtenus. L'apport de l'utilisation des solutions FPGA pour l'implantation de structures de contrôle utilisant les techniques de MLI est aussi discuté et analysé.

## 4.2. Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

### 4.2.1. Présentation des techniques MLI

L'utilisation des techniques de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) pour la commande des onduleurs de tension triphasés a fait l'objet de nombreux travaux de recherche vu les différentes approches possibles de leur utilisation (analogique ou numérique) et les divers couplages réalisables entre la charge et l'onduleur.

Les techniques MLI peuvent être réparties essentiellement en trois catégories :

- *La MLI sinus-triangle* : Cette technique de MLI est la plus classique et la plus utilisée vue la facilité de sa réalisation, aussi bien pour des contrôles analogiques que numériques. Elle consiste à comparer le signal de référence (nommé modulante), à une porteuse généralement triangulaire. Cette comparaison génère un signal de commande dont l'état logique dépend de la valeur de la référence par rapport à celle de la porteuse (niveau logique haut si la référence est supérieure à la porteuse et niveau logique bas sinon). Dans ce cas, le signal de commande change d'état lorsqu'il y a intersection entre la référence et la porteuse.

- *La MLI précalculée* : Ce type de MLI permet de calculer les angles de commutation afin d'annuler certaines composantes du spectre.

- *La MLI vectorielle (Space Vector)* : Cette technique de MLI considère globalement le système triphasé. Elle génère le vecteur tension de référence en valeur moyenne durant la période d'échantillonnage en cours, et ce à travers le calcul des temps d'application des vecteurs nuls et des vecteurs actifs qui délimitent le secteur dans lequel se trouve le vecteur tension de référence.

Les principaux critères utilisés pour spécifier la qualité de régulation de courant avec une technique MLI sont :

- L'amplitude maximale du fondamentale et sa valeur relative par rapport à celle obtenue avec une pleine onde  $V_{po}$ . ( $V_{po}=2E/\pi$ ).
- Le contenu du spectre fréquentiel.
- Le taux de distorsion harmonique.

Dans le cadre de ce travail, deux variantes de la MLI sont utilisées. Il s'agit de la MLI sinus-triangle, connue aussi sous le nom de la MLI intersective, et de la MLI vectorielle avec adjonction de la composante homopolaire [Mon-97]. Le principe théorique de ces variantes de MLI est détaillé en annexe B.

#### 4.2.2. Génération des rapports cycliques par la MLI

L'objectif d'une commande par Modulation de Largeur d'Impulsion est d'imposer, à chaque période de hachage, une tension moyenne aux bornes de chaque phase de la charge égale à sa tension de référence. Pour ce faire, les rapports cycliques générés à chaque période de hachage doivent vérifier la relation (B.12) de l'annexe B. Afin d'assurer la réalisation de cette relation pour les deux variantes de MLI présentées en annexe B, les tensions de référence  $V_{1o}^*(t)$ ,  $V_{2o}^*(t)$  et  $V_{3o}^*(t)$  sont comparées au signal triangulaire de la porteuse comme le montre la figure 4.1.

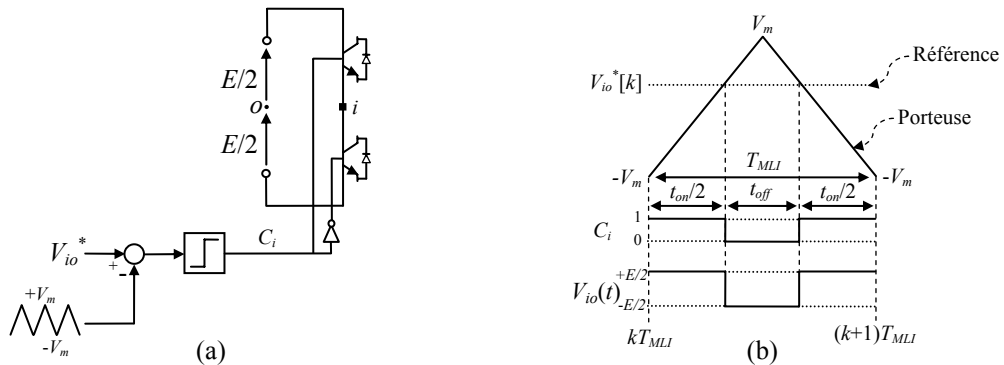


Fig.4.1. (a) Schéma fonctionnel de la commande par MLI du bras  $i$  de l'onduleur de tension  
(b) Principe de fonctionnement d'une commande par MLI

Sur la figure 4.1, les temps  $t_{on}$  et  $t_{off}$  correspondent au temps mis par le signal de commande  $C_i$  respectivement au niveau logique haut et au niveau logique bas.  $T_{MLI}$  étant la période de la porteuse.  $V_{io}^*(k)$  est la tension de référence du  $i^{ème}$  bras durant la  $k^{ème}$  période de hachage. Le signal de commande  $C_i$  du bras  $i$  de l'onduleur de tension est au niveau logique haut lorsque la tension de référence est supérieure à la porteuse et au niveau logique bas sinon. La tension  $V_{io}(t)$  est donc égale à  $+E/2$  si la tension de référence est supérieure à la porteuse et à  $-E/2$  sinon.

Durant une  $k^{ème}$  période de hachage  $T_{MLI}$ , l'expression de la valeur moyenne de la tension  $V_{io}(t)$  s'écrit comme suit :

$$V_{io moy}(k) = \frac{1}{T_{MLI}} \int_{kT_{MLI}}^{(k+1)T_{MLI}} V_{io}(t) dt \quad (4.1)$$



Ainsi, à partir de la figure 4.1.b et en explicitant l'équation (4.1), l'expression de la valeur moyenne de la tension  $V_{io}(t)$  devient :

$$V_{iomoy}(k) = \frac{1}{T_{MLI}} \left( \frac{E}{2} t_{on}(k) - \frac{E}{2} t_{off}(k) \right) = \frac{E}{2T_{MLI}} (2t_{on}(k) - T_{MLI}) = \frac{E}{2} \left( 2 \frac{t_{on}}{T_{MLI}} - 1 \right) \quad (4.2)$$

Le rapport cyclique  $a_i(k)$  du signal de commande  $C_i(t)$  correspondant à la  $k^{ème}$  période de hachage s'exprime comme suit :

$$a_i(k) = \frac{1}{T_{MLI}} \int_{kT_{MLI}}^{(k+1)T_{MLI}} C_i(t) dt = \frac{t_{on}}{T_{MLI}} \quad (4.3)$$

Ainsi, à partir des relations (4.2) et (4.3), l'expression de la tension moyenne  $V_{iomoy}(k)$  s'exprime en fonction du rapport cyclique  $a_i(k)$  comme suit :

$$V_{iomoy}(k) = \frac{E}{2} (2a_i(k) - 1) \quad (4.4)$$

Par ailleurs, en appliquant le théorème de Thalès au triangle formé par les sommets de la porteuse, il est possible d'exprimer la tension de référence  $V_{io}^*(k)$  durant la  $k^{ème}$  période de hachage en fonction du rapport cyclique  $a_i(k)$  comme le montre la relation suivante :

$$\frac{V_m - V_{io}^*(k)}{2V_m} = \frac{t_{off}}{T_{MLI}} = \frac{T_{MLI} - t_{on}}{T_{MLI}} \rightarrow V_{io}^*(k) = V_m (2a_i(k) - 1) \quad (4.5)$$

Or, l'objectif de la MLI est de réaliser, à chaque période de hachage  $k$ , la relation suivante :

$$V_{iomoy}(k) = V_{io}^*(k) \quad (4.6)$$

Selon les relations (4.4), (4.5) et (4.6), l'amplitude  $V_m$  du signal de la porteuse doit vérifier la relation suivante :

$$V_m = \frac{E}{2} \quad (4.7)$$

Par la suite et à partir des relations (4.5) et (4.7), la MLI permet de générer, à partir d'une tension de référence  $V_{io}^*(k)$  donnée, un rapport cyclique  $a_i(k)$  dont l'expression est la suivante :

$$a_i(k) = \frac{1}{E} V_{io}^*(k) + \frac{1}{2} \quad (4.8)$$

La relation précédente montre alors que les rapports cycliques générés réalisent la fonction donnée par la relation (B.12).

Vu la symétrie de la figure 4.1.b, la valeur moyenne de la tension  $V_{io}(t)$  durant l'intervalle  $[kT_{MLI}, kT_{MLI} + T_{MLI}/2]$  (la première demi période de la  $k^{ème}$  période de hachage) est égale à la valeur moyenne de cette tension pendant l'intervalle  $[kT_{MLI} + T_{MLI}/2, (k+1)T_{MLI}]$  si la référence  $V_{io}^*(k)$  est constante durant toute la période MLI. Par ailleurs, les valeurs moyennes de la

tension  $V_{io}(t)$  durant ces deux demi périodes sont dans ce cas égales à la valeur moyenne de la tension  $V_{io}(t)$  durant toute une période de MLI. Ainsi, il est possible d'assurer la réalisation de la relation (4.6) en imposant une tension de référence  $V_{io}^*(k)$  constante durant une demi période MLI, soit entre deux sommets (haut et bas) consécutifs du signal de la porteuse comme le montre la figure 4.2.a. Cependant, ceci ne peut être réalisé que pour une MLI de type sinus-triangle (sans adjonction d'homopolaire). Lorsqu'il s'agit de la réalisation d'une MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire, la tension de référence doit rester constante durant toute une période de MLI afin d'assurer l'équilibrage des phases de roue libre. De plus, afin de réaliser des séquences de commutation comme celles présentées par la figure B.4 en annexe B (le vecteur nul  $\vec{V}_0(000)$  est appliqué au début et à la fin d'une période MLI, et le vecteur nul  $\vec{V}_7(111)$  est appliqué au milieu d'une période MLI), la tension de référence  $V_{io}^*(k)$  doit rester constante entre deux sommets hauts de la porteuse comme le montre la figure 4.2.b. Ainsi, pour la réalisation numérique d'une MLI sinus-triangle (sans adjonction de composante homopolaire), il est possible de rafraîchir la tension de référence  $V_{io}^*$  avec une période d'échantillonnage multiple d'une demi période de la porteuse de la MLI, et ce à l'instant d'un sommet haut ou bas du signal triangulaire de la porteuse. Quant à la réalisation numérique d'une MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire, il est possible de rafraîchir la tension de référence  $V_{io}^*$  avec une période d'échantillonnage multiple d'une période de la porteuse de la MLI. Cependant, ce rafraîchissement doit s'effectuer aux instants des sommets hauts du signal de la porteuse.

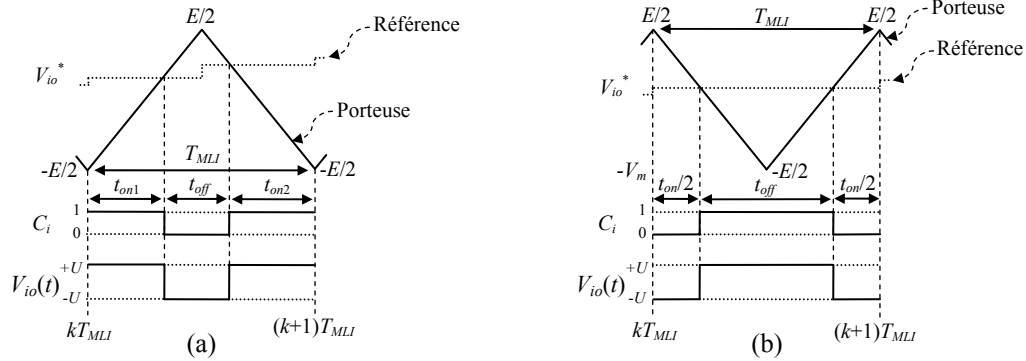


Fig.4.2. (a) Rafraîchissement de la tension de référence  $V_{io}^*$  pour une MLI sans adjonction de la composante homopolaire (b) Rafraîchissement de la tension de référence  $V_{io}^*$  pour une MLI vectorielle avec adjonction de la composante homopolaire

### 4.3. Réglage du courant d'une machine synchrone par des régulateurs PI

#### 4.3.1. Synthèse des paramètres des régulateurs PI

Les relations mathématiques donnant les équations des tensions et des flux de la machine synchrone dans le système de coordonnées tournant  $dq$  (l'axe  $d$  est lié au rotor) sont données dans l'annexe A par les relations (A.38), (A.39), (A.40) et (A.41).

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_{dq} \phi_{sq} \quad (\text{Rappel A.38})$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_{dq} \phi_{sd} \quad (\text{Rappel A.39})$$

$$\phi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \quad (\text{Rappel A.40})$$

$$\phi_{sq} = L_{sq} i_{sq} \quad (\text{Rappel A.41})$$

En remplaçant dans les équations précédentes les termes en  $d/dt$  par la variable de Laplace  $s$  et en supposant que le courant d'excitation  $i_{rd}$  est constant et donc de dérivée nulle, les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  s'expriment comme suit :

$$i_{sd} = \frac{1}{R_s + L_{sd}s} (V_{sd} + \omega_{dq} \Phi_{sq}) \quad (4.9)$$

$$i_{sq} = \frac{1}{R_s + L_{sq}s} (V_{sq} - \omega_{dq} \Phi_{sd}) \quad (4.10)$$

A partir des équations (4.9) et (4.10), il est possible de déduire les schémas blocs donnés par les figures 4.3.a et 4.3.b qui représentent la modélisation électrique d'une machine synchrone sur respectivement l'axe  $d$  et l'axe  $q$ .

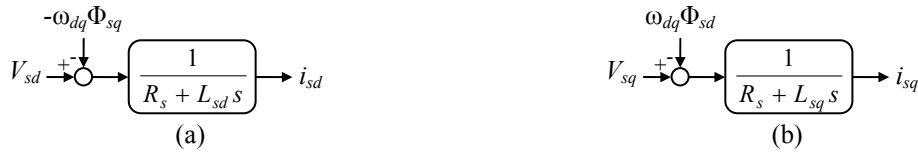


Fig.4.3. Modélisation d'une machine synchrone (a) sur l'axe  $d$  (b) sur l'axe  $q$

La régulation des composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  est assurée par des régulateurs PI dont les équations respectives sont données par les relations (4.11) et (4.12).

$$PI_{id} = K_{pid} + \frac{K_{iid}}{s} \quad (4.11)$$

$$PI_{iq} = K_{piq} + \frac{K_{iiq}}{s} \quad (4.12)$$

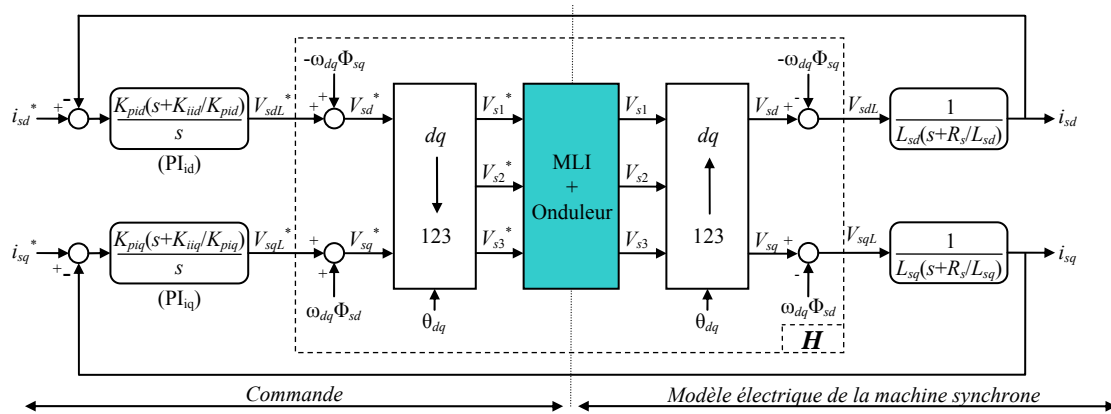


Fig.4.4. Boucles de régulation des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$

La figure 4.4 présente le schéma de principe des boucles de régulation par des régulateurs PI des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ . Sur cette figure, les tensions  $V_{sdL}^*$  et  $V_{sqL}^*$  correspondent aux tensions de référence générées par les régulateurs PI sur respectivement l'axe  $d$  et l'axe  $q$ . Comme mentionné dans le paragraphe précédent, la commande par MLI de l'onduleur de tension permet d'avoir une valeur moyenne des tensions  $V_{si(i=1,2,3)}$  qui soit égale à aux tensions de référence  $V_{si}^* (i=1,2,3)$ . Par la suite, en compensant les termes de force électromotrice induites et en supposant que la période de la porteuse est très petite par rapport aux constantes de temps

électriques de la machine synchrone, les valeurs moyennes des tensions  $V_{sdL}$  et  $V_{sqL}$  sont respectivement égales aux tensions de référence  $V_{sdL}^*$  et  $V_{sqL}^*$ . La fonction de transfert  $H$  donnée par la figure 4.4 est donc ramenée à l'identité.

Une forme simplifiée des boucles de régulation des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  est donc donnée par la figure 4.5.

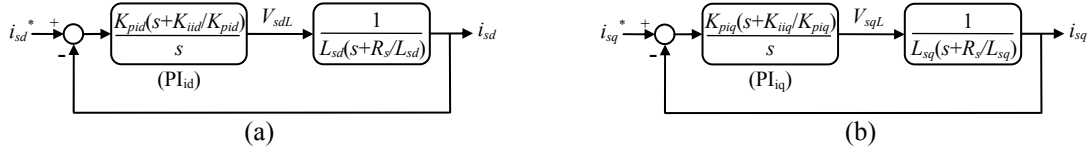


Fig.4.5. Boucles de régulations simplifiées des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$

A partir des figures 4.5.a et 4.5.b, les fonctions de transfert des boucles de régulation des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  sont données par les relations suivantes :

$$\frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = \frac{\frac{1}{s} \frac{K_{pid}(s + K_{iid}/K_{pid})}{L_{sd}(s + R_s/L_{sd})}}{1 + \frac{1}{s} \frac{K_{pid}(s + K_{iid}/K_{pid})}{L_{sd}(s + R_s/L_{sd})}} \quad (4.13)$$

$$\frac{i_{sq}}{i_{sq}^*} = \frac{\frac{1}{s} \frac{K_{piq}(s + K_{iiq}/K_{piq})}{L_{sq}(s + R_s/L_{sq})}}{1 + \frac{1}{s} \frac{K_{piq}(s + K_{iiq}/K_{piq})}{L_{sq}(s + R_s/L_{sq})}} \quad (4.14)$$

Pour la synthèse des paramètres du PI, la méthode basique de compensation de pôles est utilisée pour la détermination des gains des régulateurs PI. Cette méthode consiste à imposer le rapport  $K_{iid}/K_{pid}$  égal à  $R_s/L_{sd}$  et le rapport  $K_{iiq}/K_{piq}$  égal à  $R_s/L_{sq}$ . Dans ce cas, les fonctions de transfert des boucles de régulation des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  deviennent :

$$\frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = \frac{1}{\frac{L_{sd}}{K_{pid}}s + 1} = \frac{1}{T_{isd}s + 1} \quad (4.15)$$

$$\frac{i_{sq}}{i_{sq}^*} = \frac{1}{\frac{L_{sq}}{K_{piq}}s + 1} = \frac{1}{T_{isq}s + 1} \quad (4.16)$$

Où  $T_{isd}$  et  $T_{isq}$  sont respectivement les constantes de temps en boucle fermée des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ .

Les fonctions de transfert des boucles de régulation des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  sont donc des fonctions de transfert du premier ordre dont les constantes de temps respectives  $T_{isd}$  et  $T_{isq}$  sont données par les relations suivantes :

$$T_{isd} = \frac{L_{sd}}{K_{pid}} \quad (4.17)$$

$$T_{isq} = \frac{L_{sq}}{K_{piq}} \quad (4.18)$$

Les relations (4.17) et (4.18) montrent que pour augmenter la dynamique de régulation des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ , il faut augmenter les gains  $K_{pid}$  et  $K_{piq}$ . Le choix des constantes de temps en boucle fermée permet donc de déterminer les paramètres des régulateurs PI sur les axes  $d$  et  $q$  selon les relations suivantes :

$$K_{pid} = \frac{L_{sd}}{T_{isd}} \text{ et } K_{iid} = K_{pid} \frac{R_s}{L_{sd}} = \frac{R_s}{T_{isd}} \quad (4.19)$$

$$K_{piq} = \frac{L_{sq}}{T_{isq}} \text{ et } K_{iiq} = K_{piq} \frac{R_s}{L_{sq}} = \frac{R_s}{T_{isq}} \quad (4.20)$$

### 4.3.2. Structure de contrôle par des régulateurs PI

La figure 4.6 présente le schéma de principe de la structure de régulation par des régulateurs PI du courant statorique de la machine synchrone dans le système de coordonnées tournant  $dq$ . Les courants statoriques mesurés  $i_{s1}$ ,  $i_{s2}$  et  $i_{s3}$  sont soumis à la transformation de Park directe afin d'obtenir les composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  du vecteur courant statorique dans le système de coordonnées tournant à vitesse synchrone. Chaque composante du vecteur courant statorique est alors régulée par un régulateur PI. Les régulateurs PI génèrent par la suite les tensions de référence  $V_{sd}^*$  et  $V_{sq}^*$  qui sont amenés à une deuxième transformation de coordonnées. Cette dernière est la transformation de Park inverse qui permet de générer les tensions référence triphasées  $V_{s1}^*$ ,  $V_{s2}^*$  et  $V_{s3}^*$ . Ces tensions de référence sont ensuite appliquées en valeurs moyennes aux bornes des phases statoriques de la machine synchrone à travers la commande de l'onduleur de tension via le bloc de MLI. Dans cette structure, les termes non linéaires de la force électromotrice induite ne sont pas compensés.

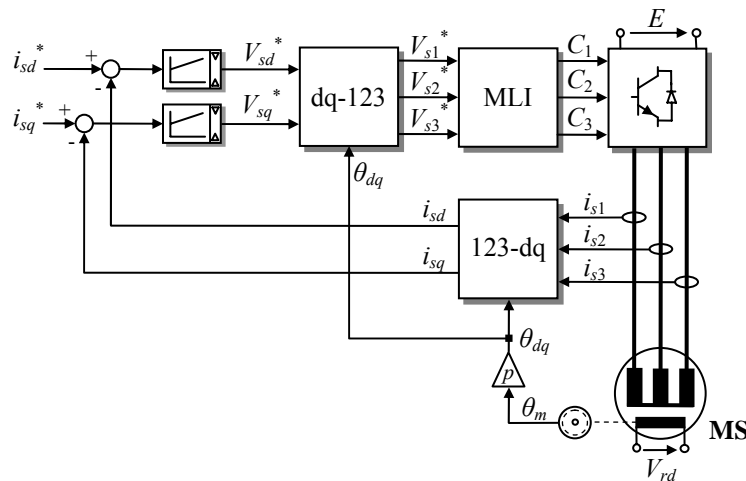


Fig.4.6. Schéma de principe du réglage des composantes  $d$  et  $q$  du vecteur courant statorique par des régulateurs PI

Il est aussi possible de faire intervenir la compensation des termes de la force électromotrice dans la structure de commande comme le montre la figure 4.7. Les composantes non linéaires à ajouter aux tensions de commande générées par les régulateurs PI sont données par les relations suivantes :

$$V_{sdNL} = -\omega_{dq} \phi_{sq} = -\omega_{dq} L_{sq} i_{sq} \quad (4.21)$$

$$V_{sqNL} = \omega_{dq} \phi_{sd} = \omega_{dq} M_{sr} i_{rd} + \omega_{dq} L_{sd} i_{sd} \quad (4.22)$$

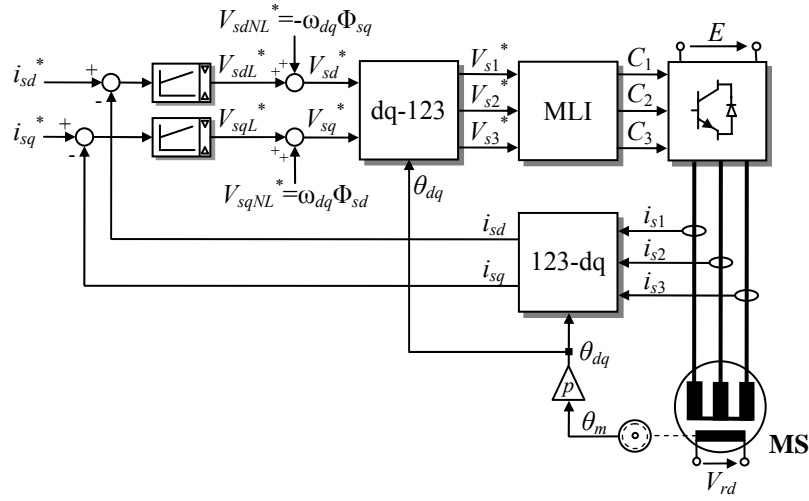


Fig.4.7. Schéma de principe du réglage des composantes  $d$  et  $q$  du vecteur courant statorique par des régulateurs PI avec compensation des termes de forces électromotrices

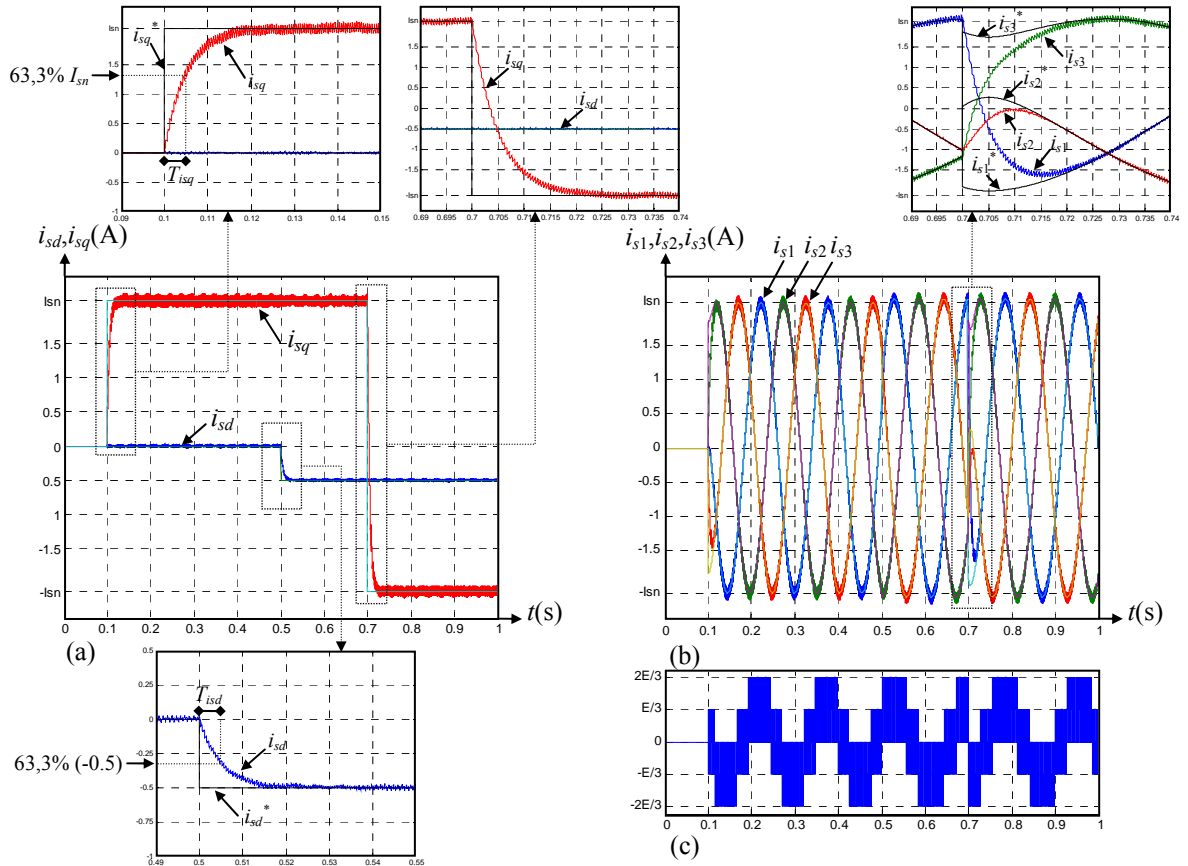


Fig.4.8. Résultats de simulation de la régulation par des régulateurs PI des composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  du vecteur courant statorique lors de l'application d'échelons de sur la référence  $i_{sq}^*$  (de 0 à  $+I_{sn}$  et de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$ ) et sur la référence  $i_{sd}^*$  (de 0 à  $-0.5$  A) (Fréquence MLI=1 kHz,  $E=540$ V)

(a) Evolution des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  (b) Evolution des courants statoriques (c) Allure de  $V_{s1}$

La figure 4.8 présente les résultats de simulation obtenus avec la structure de contrôle donnée par la figure 4.7 suite à l'application d'échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de 0 à  $+I_{sn}$  à  $t=0.1$  s et de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  à  $t=0.7$  s) et sur la référence  $i_{sd}^*$  (de 0 à  $-0.5$  A à  $t=0.5$  s). La fréquence de la porteuse MLI est fixée à 1 kHz et la tension du bus continu est égale à 540V. Les constantes de temps de la boucle de régulation en boucle fermée  $T_{isd}$  et  $T_{isq}$  sont imposées égales à 5ms. Les résultats de simulation de la réponse des composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  montrent que la réponse à des échelons de références  $i_{sd}^*$  et  $i_{sq}^*$  sont celles d'un système du premier ordre.

#### 4.4. Implantation sur cible FPGA de la structure de contrôle par régulateurs PI

##### 4.4.1. Architecture de commande

La figure 4.9 présente l'architecture de commande développée pour l'implantation de la structure de régulation avec régulateurs PI des composantes  $d$  et  $q$  du vecteur courant statorique de la machine synchrone. Cette architecture correspond à la structure de contrôle donnée par la figure 4.6 et est le résultat d'un partitionnement modulaire qui divise l'algorithme de contrôle en quatre modules réutilisables. Il s'agit des modules de la transformation de Park directe (123-dq), du régulateur PI, de la transformation de Park inverse (dq-123) et de la MLI.

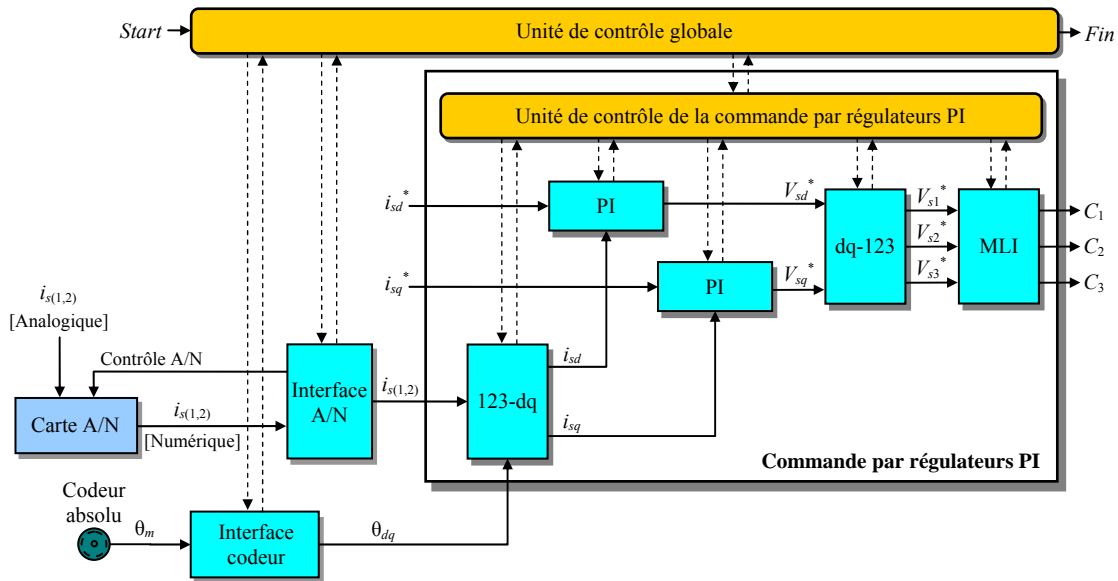


Fig.4.9. Architecture de la commande par régulateurs PI

L'unité de contrôle globale de l'architecture implantée assure le contrôle du module de l'interface A/N, de l'interface codeur et de la commande par régulateurs PI. La figure 4.10 présente le diagramme temporel correspondant au mode de fonctionnement de ces trois modules. Au début de chaque période d'échantillonnage, les modules de l'interface A/N et de l'interface codeur sont activés en parallèle. Ensuite, après un temps de conversion analogique numérique  $t_{A/N}$ , le module de commande par régulateurs PI est activé. Celui-ci est piloté par sa propre unité de contrôle et permet de rafraîchir les tensions de référence  $V_{10}^*$ ,  $V_{20}^*$  et  $V_{30}^*$  après un temps de calcul égal à  $t_{CPI}$ . Une fois activée, l'unité de contrôle du module de commande par régulateurs PI active en premier lieu le module de la transformation (123-dq) qui permettra de calculer les composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  du vecteur courant statorique. Le temps de calcul de cette transformation est égal à  $t_{123-dq}$ . Quand le module de cette transformation

indique la fin de son calcul, les deux modules des régulateurs PI sont activés en parallèle. Ils possèdent un même temps de calcul égal à  $t_{PI}$  et calculent les tensions de référence  $V_{sd}^*$  et  $V_{sq}^*$  sur chacun des axes  $d$  et  $q$ . Par la suite, lorsque les modules des régulateurs PI indiquent la fin du calcul des tensions de référence  $V_{sd}^*$  et  $V_{sq}^*$ , le module de la transformation  $dq$ -123 est activé afin de calculer les tensions de référence  $V_{s1}^*$ ,  $V_{s2}^*$  et  $V_{s3}^*$ . Ce module est caractérisé par un temps de calcul égal à  $t_{dq-123}$ . Finalement, lorsque les tensions de référence  $V_{s1}^*$ ,  $V_{s2}^*$  et  $V_{s3}^*$  sont calculées, le module de la MLI est activé. Ce dernier possède un temps de calcul égal à  $t_{MLI\_V}$  et permet de calculer et de rafraîchir les tensions de références  $V_{1o}^*$ ,  $V_{2o}^*$  et  $V_{3o}^*$  qui vont être comparées au signal triangulaire de la porteuse afin de générer les signaux de commande  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$ . A noter que  $t_{MLI\_V}$  correspond au temps de calcul d'une MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire.

Le tableau 4.1 et la figure 4.10.b présentent les performances en termes de temps de calcul et de consommation de ressources, obtenues lors de l'implantation de l'architecture de commande par régulateurs PI. Les ressources consommées sont obtenues pour un format à virgule fixe 20/Q18. Le temps de calcul total,  $t_{CPI}$ , du module de la commande par régulateurs PI est égal à 0.86  $\mu s$ . En ajoutant le temps de conversion analogique numérique  $t_{A/N}$ , le temps d'exécution total  $T_{ex}$  de l'architecture de commande par régulateurs PI est égal à 3.26  $\mu s$ .

| Module  | Latence                     | Temps de calcul           |
|---|-----------------------------|---------------------------|
| Interface A/N   | 120                         | $t_{A/N} = 2.4 \mu s$     |
| Interface codeur  | 2                           | $t_{Cod} = 0.04 \mu s$    |
| 123-dq  | 16                          | $t_{123-dq} = 0.32 \mu s$ |
| PI  | 8                           | $t_{PI} = 0.16 \mu s$     |
| dq-123  | 14                          | $t_{dq-123} = 0.28 \mu s$ |
| MLI V   | 5                           | $t_{MLI\_V} = 0.1 \mu s$  |
| $t_{CPI} = t_{123-dq} + t_{PI} + t_{dq-123} + t_{MLI\_V}$ |                             | $t_{CPI} = 0.86 \mu s$    |
| Temps d'exécution $T_{ex} = t_{A/N} + t_{CPI}$            |                             | $T_{ex} = 3.26 \mu s$     |
| Ressources consommées                                     | Nombre de slices            | 1553 de 5376 (29%)        |
|   | Multiplieurs câblés (18x18) | 11 de 16 (68%)            |
|   | Mémoires Ram                | 6%                        |

Tab.4.1. Performances de l'architecture de commande par régulateurs PI

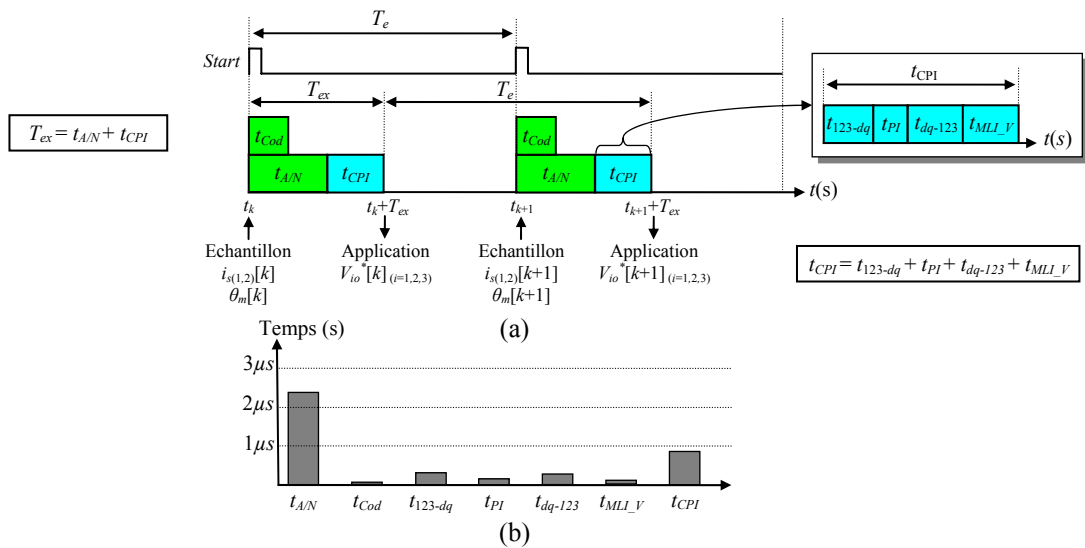


Fig.4.10. (a) Diagramme temporel de l'architecture de la commande par régulateurs PI (b) Temps de calcul des différents modules de l'architecture de commande par régulateurs PI



#### 4.4.2. Fonctionnement avec une modulation à échantillonnage régulier et synchronisé

La comparaison des tensions de référence  $V_{io}^*$  ( $i=1,2,3$ ) avec le signal triangulaire de la porteuse est une opération qui est bien adaptée pour une réalisation analogique de la commande. Cependant, vu le caractère discret du fonctionnement des commandes numériques, il faut imposer un échantillonnage régulier des tensions de référence. Pour ce faire, le principe utilisé est le suivant :

- Les tensions de référence  $V_{io}^*$  ( $i=1,2,3$ ) qui vont être comparées au signal triangulaire de la porteuse sont rafraîchies régulièrement à des instants bien déterminés.
- Les tensions de référence gardent la même valeur jusqu'au rafraîchissement suivant des tensions de référence.
- Lorsqu'il s'agit de la réalisation d'une MLI (Sinus-Triangle), les tensions de référence  $V_{io}^*$  ( $i=1,2,3$ ) peuvent être rafraîchies aux sommets (haut et bas) du signal triangulaire de la porteuse avec une période d'échantillonnage multiple d'une demi période MLI.
- Lorsqu'il s'agit de la réalisation d'une MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire, les tensions de référence  $V_{io}^*$  ( $i=1,2,3$ ) doivent être rafraîchies aux sommets hauts du signal triangulaire de la porteuse avec une période d'échantillonnage multiple d'une période MLI

Pour des solutions logicielles telles que les DSPs ou les microcontrôleurs, l'échantillonnage des courants et de la position doit être effectué exactement aux sommets de la porteuse [Fra-04]. Par ailleurs, les tensions de référence doivent aussi être rafraîchies aux sommets de la porteuse. Par conséquent, vu les délais de temps de calcul, le délai de la boucle de régulation par MLI ne peut pas être inférieur à une demi période de la porteuse comme le montre la figure 4.11.

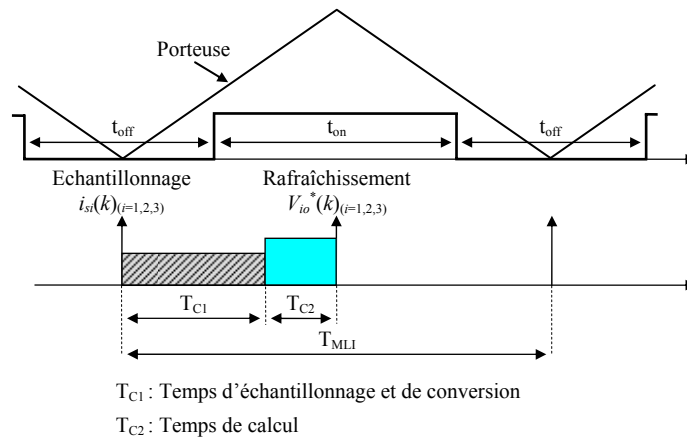


Fig.4.11. Fonctionnement de la MLI avec des solutions logicielles

Lorsqu'il s'agit de l'implantation sur cible FPGA d'une architecture de contrôle utilisant une MLI avec porteuse, il est possible de réduire le délai de la boucle de régulation de courant à quelques microsecondes. En effet, la liberté du choix des instants d'échantillonnage des courants en utilisant les composants FPGA permet d'avoir un délai de la boucle de régulation uniquement égal au temps d'exécution  $T_{ex}$ . A chaque période d'échantillonnage  $T_e$  ( $T_e$  est multiple d'une demi période de la porteuse), l'unité de contrôle globale de l'architecture de contrôle (donnée par la figure 4.9) est activée via une impulsion active du signal *Start* qui est appliqué un temps  $T_{ex}$  avant un sommet de la porteuse. En opérant ainsi, les tensions de référence sont rafraîchies exactement aux sommets de la porteuse et gardent la même valeur jusqu'à un sommet suivant. Lorsqu'il s'agit d'une MLI sans adjonction d'homopolaire, le

signal *Start* peut être activé un temps  $T_{ex}$  avant chaque sommet de la porteuse (haut ou bas) avec une période d'échantillonnage égale à  $T_{MLI}/2$  comme le montre la figure 4.12.a. Il est à remarquer que la période d'échantillonnage peut aussi être un multiple de  $T_{MLI}/2$ . Cependant, pour la réalisation d'une MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire et à phases de roue libre équilibrées, le signal *Start* doit être activé un temps  $T_{ex}$  avant chaque sommet haut de la porteuse comme le montre la figure 4.12.b. La période d'échantillonnage dans ce cas est égale à  $T_{MLI}$ . Sur les figures 4.12.a et 4.12.b, l'impulsion active du signal *Fin\_CPI* indique l'instant de rafraîchissement des tensions de référence.

La figure 4.13 montre une visualisation via les convertisseurs numérique analogique de l'évolution du signal de la porteuse ainsi que des signaux *Start* et *Fin\_CPI* de l'architecture de contrôle implantée. Le mode de fonctionnement présenté sur la figure 4.13 correspond à celui d'une MLI Sinus-triangle sans adjonction d'homopolaire et à échantillonnage régulier. Cette figure montre que le signal *Start* est activé un temps  $T_{ex}$  avant chaque sommet de la porteuse et que le signal *Fin\_CPI* indiquant le rafraîchissement des tensions de référence est activé exactement aux sommets de la porteuse.

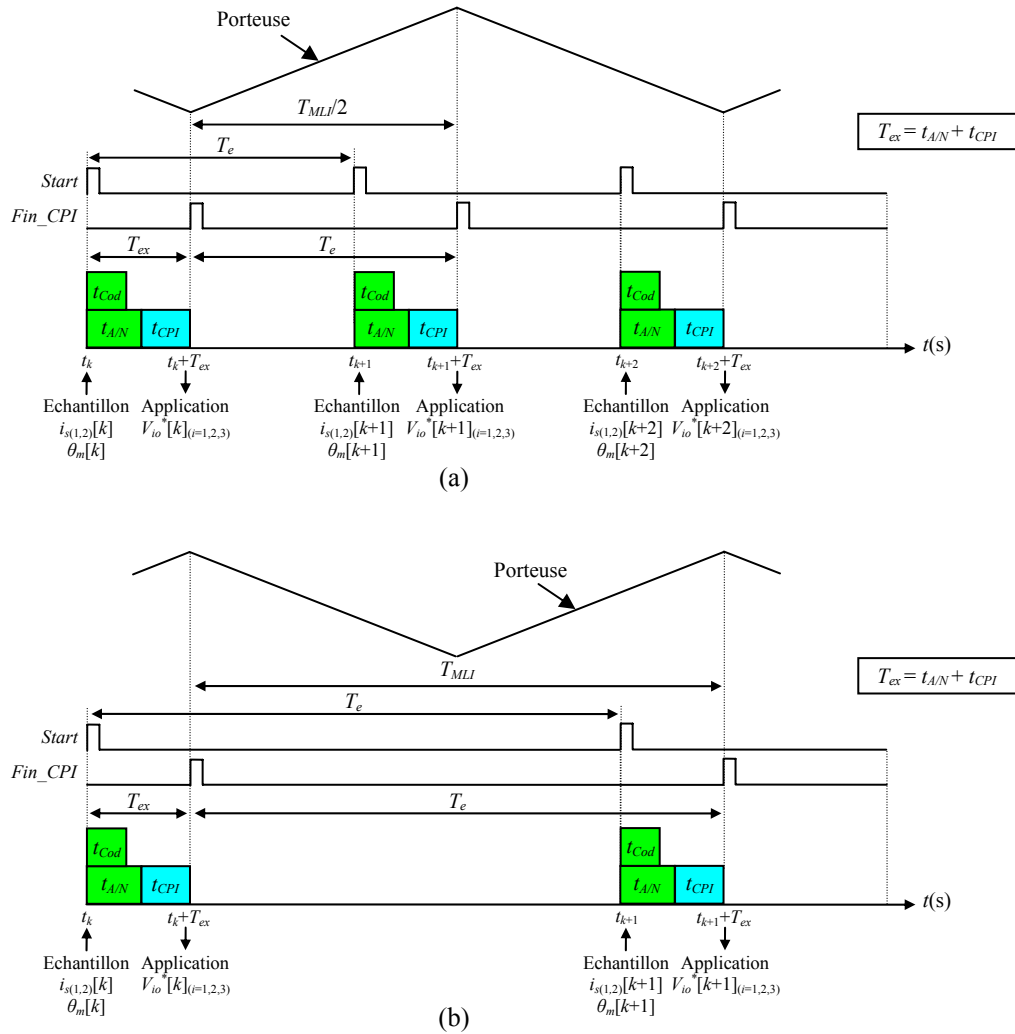


Fig.4.12. Fonctionnement de la MLI avec échantillonnage régulier pour des solutions FPGA

(a) Cas d'une MLI Sinus-triangle sans adjonction d'homopolaire

(b) Cas d'une MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire

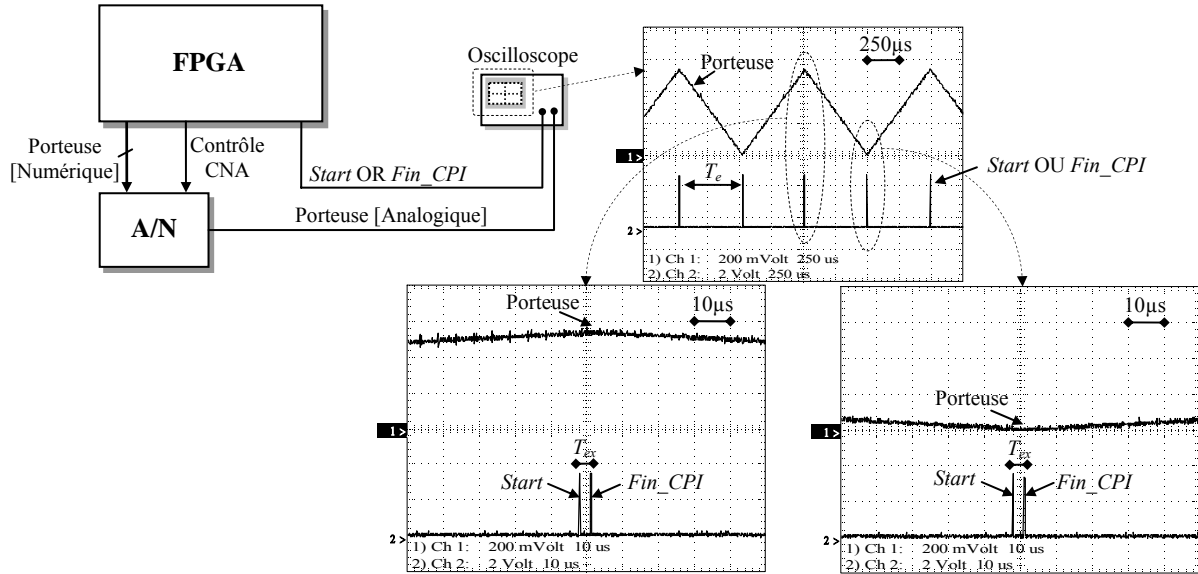


Fig.4.13. Fonctionnement sur cible FPGA d'une MLI Sinus-triangle avec échantillonnage régulier et synchronisé

#### 4.4.3. Fonctionnement avec une modulation à échantillonnage régulier non synchronisé

Une autre alternative pour l'implantation numérique des techniques de MLI avec porteuse sur cible FPGA consiste à effectuer un échantillonnage régulier qui ne soit pas synchronisé par rapport aux sommets du signal triangulaire de la porteuse. Pour réaliser un tel mode de fonctionnement, il faut imposer une fréquence d'échantillonnage qui soit assez grande par rapport à la fréquence du signal de la porteuse. Ainsi, les valeurs des tensions de référence sont rafraîchies avec une période d'échantillonnage très petite par rapport à la période de la porteuse. Un tel mode de fonctionnement permet une réalisation quasi-analogique de la MLI Sinus-triangle avec des solutions numériques. Lors de l'implantation numérique de l'architecture de contrôle par régulateur PI et pour un fonctionnement à échantillonnage régulier non synchronisé de la MLI, la fréquence d'échantillonnage de l'algorithme de commande est fixée à 200 kHz. Par conséquent, les valeurs des tensions de référence sont rafraîchies toutes les 5 μs. La figure 4.14 présente le principe de fonctionnement d'une MLI à échantillonnage régulier non synchronisé ainsi qu'une visualisation via les convertisseurs numériques analogique du signal de la porteuse par rapport aux signaux *Start* et *Fin\_CPI*.

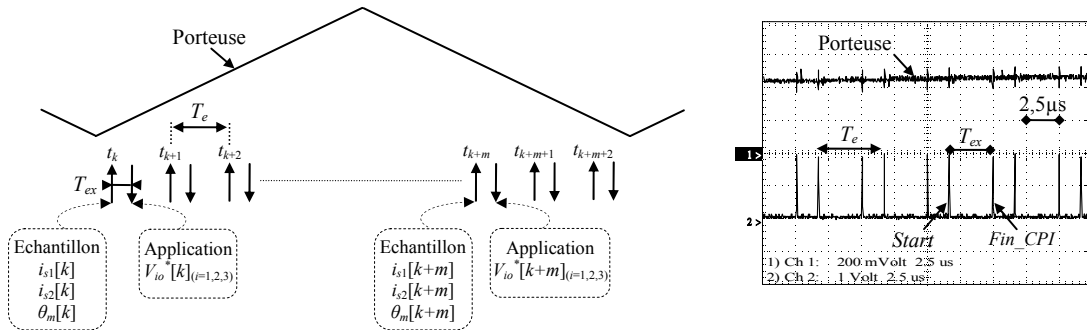


Fig.4.14. Fonctionnement sur cible FPGA d'une MLI Sinus-triangle avec échantillonnage régulier et non synchronisé

#### 4.4.4. Résultats expérimentaux

Durant les essais expérimentaux, la tension du bus continu est fixée à 540V. Les constantes de temps en boucle fermée  $T_{isd}$  et  $T_{isq}$  des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  sont égales à 10 ms. La figure 4.15 présente l'allure du courant statorique  $i_{s1}$  en régime permanent obtenue pour une référence  $i_{sq}^*$  égale au courant nominal tout en maintenant la référence  $i_{sd}^*$  égale à zéro. Les figures 4.15.a, 4.15.b et 4.15.c sont obtenues pour une régulation par régulateurs PI avec une MLI sinus-triangle à échantillonnage régulier et synchronisé ( $T_e = T_{mli}/2$ ). Tandis que les figures 4.15.d, 4.15.e et 4.15.f sont obtenues pour une régulation par régulateurs PI avec une MLI sinus-triangle à échantillonnage régulier et non synchronisé. Les allures des courants données par la figure 4.15 sont obtenues pour différentes fréquences de la porteuse, à savoir 1 kHz, 1.5 kHz et 3 kHz. Les valeurs du TDH obtenues pour les deux types de MLI sinus-triangle testés sont de même ordre de grandeur et sont résumées dans le tableau 4.2.

| MLI Sinus-Triangle à échantillonnage régulier et synchronisé |        | MLI Sinus-Triangle à échantillonnage régulier et non synchronisé |        |
|--|--------|--|--------|
| Fréquence MLI  | TDH(%) | Fréquence MLI  | TDH(%) |
| 1 kHz  | 6.13   | 1 kHz  | 6.92   |
| 1.5 kHz  | 5.65   | 1.5 kHz  | 5.86   |
| 3 kHz  | 5.29   | 3 kHz  | 5.69   |

Tab.4.2. Taux de distorsion harmonique en fonction de la fréquence MLI

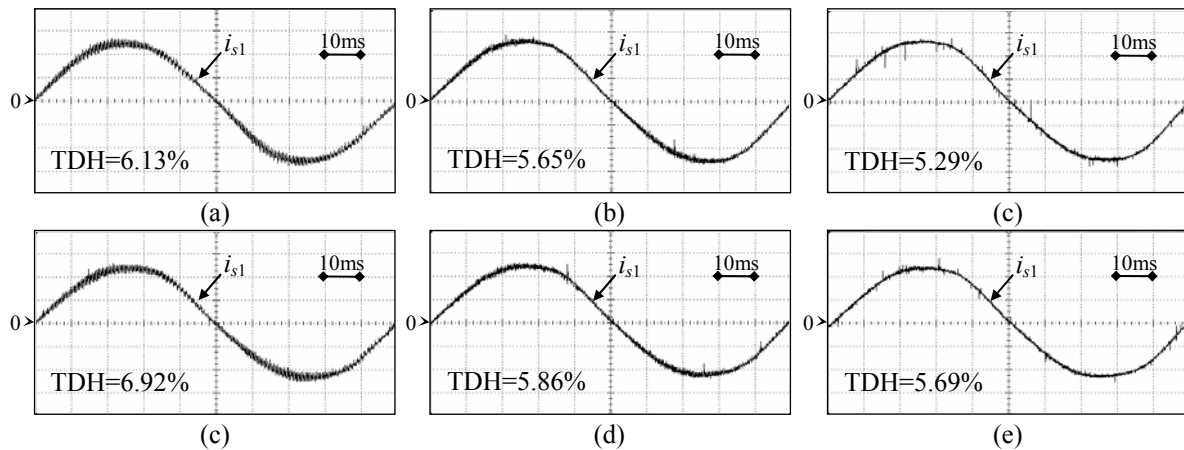


Fig.4.15. Allure du courant statorique  $i_{s1}$  avec une MLI sinus triangle ( $E=540V$ )  
 (a-b-c) Echantillonnage régulier et synchronisé avec  $T_e = T_{MLI}/2$   
 (a) Fréquence MLI=1 kHz (b) Fréquence MLI=1.5 kHz (c) Fréquence MLI=3 kHz  
 (d-e-f) Echantillonnage régulier et non synchronisé avec  $T_e = 5\mu s$   
 (d) Fréquence MLI=1 kHz (e) Fréquence MLI=1.5 kHz (f) Fréquence MLI=3 kHz

Les figures 4.16, 4.17, 4.18, 4.19 et 4.20 présentent les résultats expérimentaux obtenus lors de l'implantation du contrôle par régulateurs PI avec une MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire ( $T_e = T_{MLI}$ ). La figure 4.16 présente l'état des signaux de commande selon le secteur dans lequel se trouve le vecteur tension de référence. Ces résultats sont similaires à ceux présentés par la figure B.4 en annexe B. Par ailleurs, les signaux de commande générés à partir de la carte FPGA sont filtrés à travers un filtre passe bas afin d'en extraire le fondamental. Le filtre passe bas utilisé est un simple circuit RC ayant une fréquence de coupure égale à 300 Hz. Les signaux de commande filtrés  $C_{1Filtré}$  et  $C_{2Filtré}$  donnés par la figure 4.17 possèdent une allure similaire à celle des tensions de référence  $(V_{io}^*)_{(i=1,2,3)}$  après

adjonction d'homopolaire (figure B.5.b en annexe B). Ces figures montrent que les phases de roue libre sont équilibrées et prouvent le bon fonctionnement de la MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire.

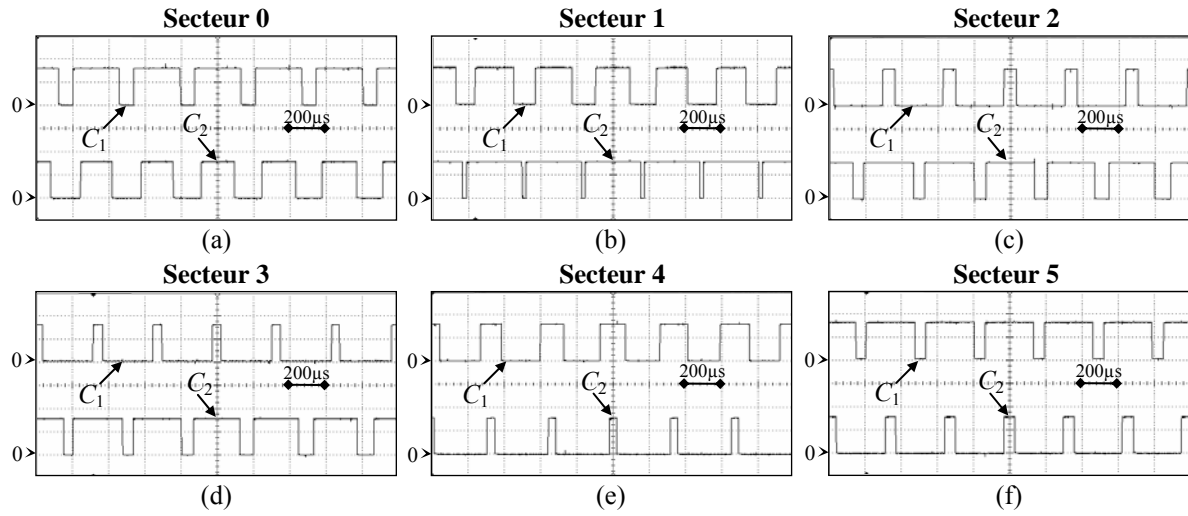


Fig.4.16. Etats de commutation des signaux de commande  $C_1$  et  $C_2$  pour une MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire

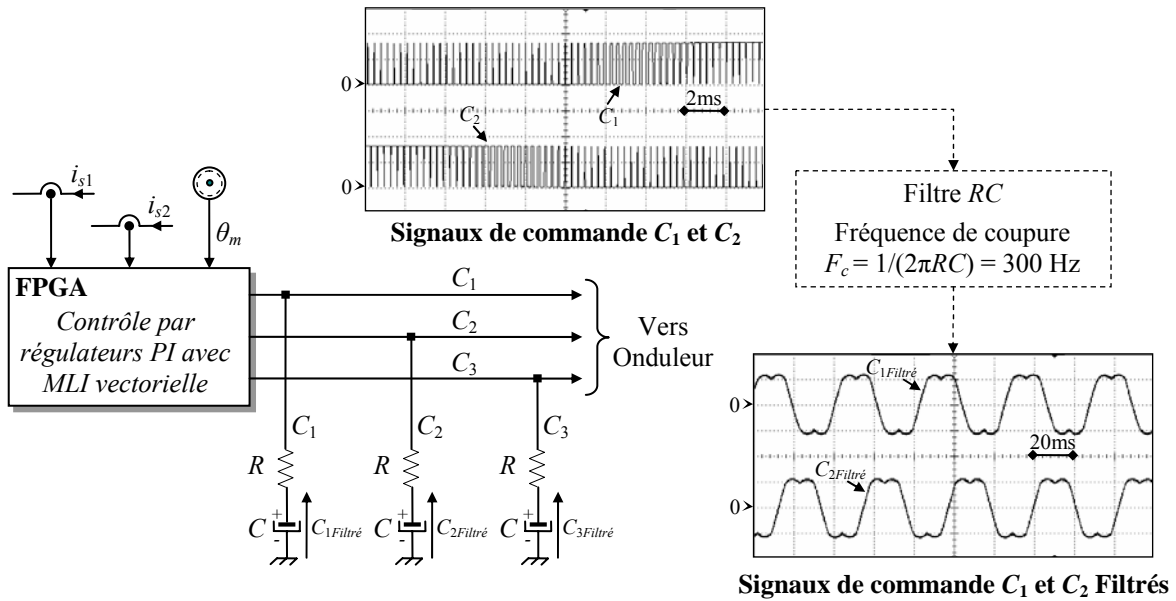


Fig.4.17. Filtrage des signaux de commande  $C_1$  et  $C_2$  pour un fonctionnement avec une MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire

La figure 4.18 montre l'allure des courants statoriques  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  ainsi que le lieu du vecteur courant statorique obtenus pour une référence  $i_{sq}^*$  égale au courant nominal tout en maintenant la référence  $i_{sd}^*$  égale à zéro. Ces allures sont obtenues pour différentes fréquences de la porteuse, à savoir 1 kHz, 1.5 kHz et 3 kHz. Le TDH obtenu est autour de 7.07% pour une fréquence MLI de 1 kHz, 5.53% pour une fréquence MLI de 1.5 kHz et de 4.97% pour une fréquence MLI de 3 kHz.

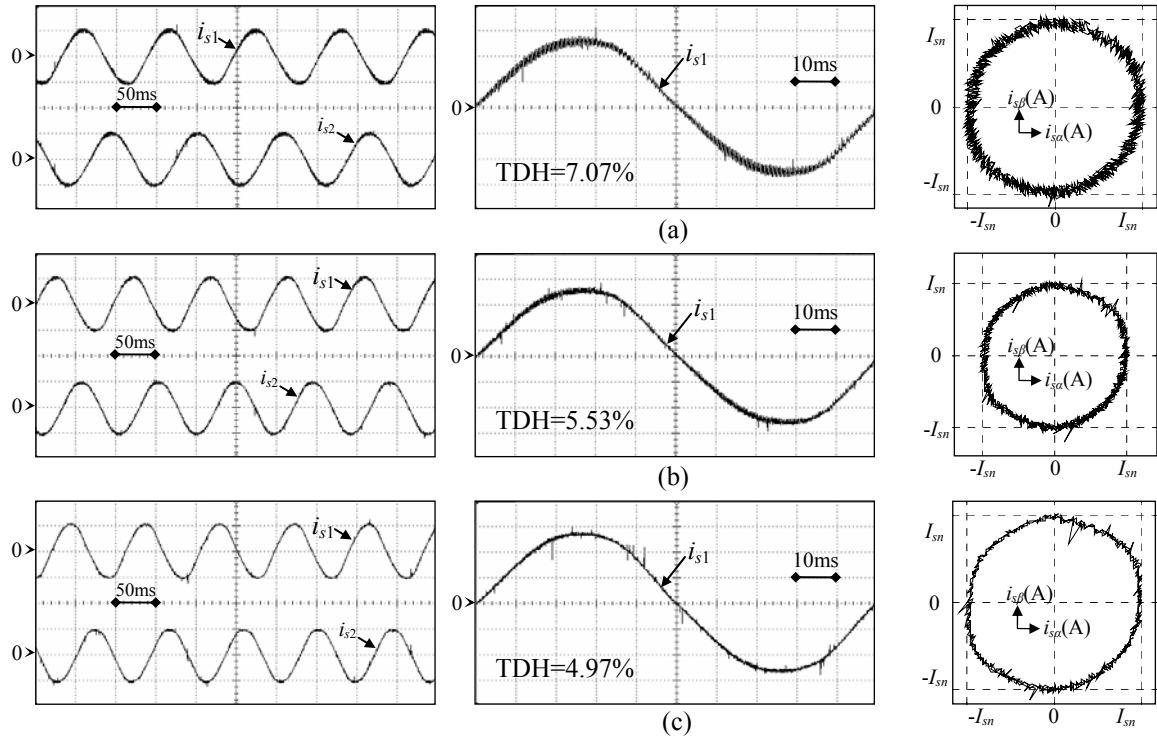


Fig.4.18. Allure des courants statoriques  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  et lieu du vecteur courant statorique ( $i_{sq}^* = I_{sn}$ ,  $i_{sd}^* = 0$  et  $E=540V$ )

(a) Fréquence MLI=1 kHz (b) Fréquence MLI=1.5 kHz (c) Fréquence MLI=3 kHz

La figure 4.19 présente les réponses des courants statoriques  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  ainsi que celles des composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  du vecteur courant statorique suite à l'application d'échelons sur la référence  $i_{sd}^*$  (de 0 à  $-0.5I_{sn}$ ) et sur  $i_{sq}^*$  (de 0 à  $+I_{sn}$ ). Ces réponses montrent que la dynamique des transitoires de courant est supérieure à 10 ms.

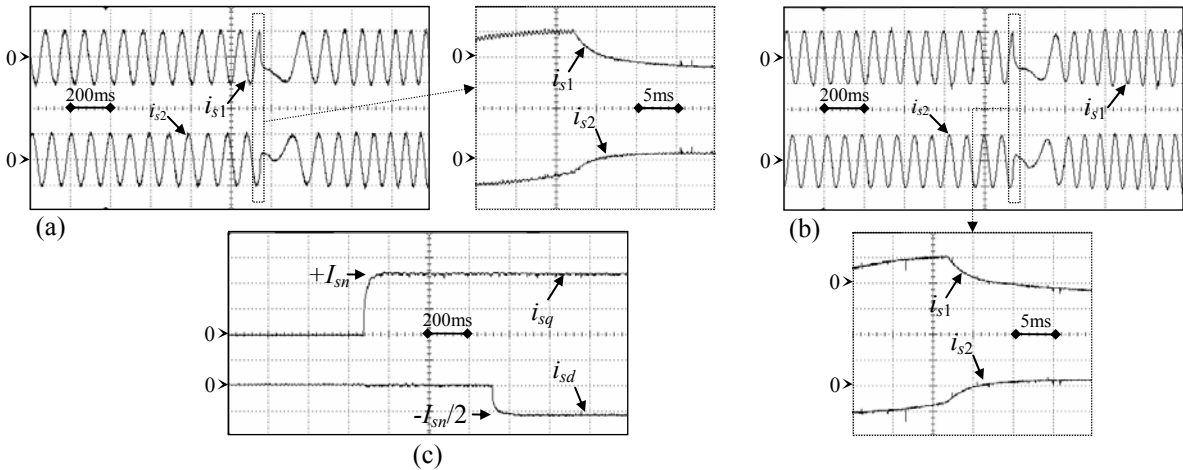


Fig.4.19. Réponse à des échelons sur les références  $i_{sd}^*$  et  $i_{sq}^*$  ( $E=540V$ )

(a) Allure des courants  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  pour Fréquence MLI=1 kHz (b) Allure des courants  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  pour Fréquence MLI=3 kHz (c) Allure des réponses des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$

La figure 4.20.a présente l'allure de la tension simple  $V_{s1}$  et de la tension composée  $U_{23}$ . Quant à la figure 4.20.b, elle montre que les six vecteurs de tension actifs ainsi que les vecteurs tension nuls de l'onduleur de tension sont appliqués.

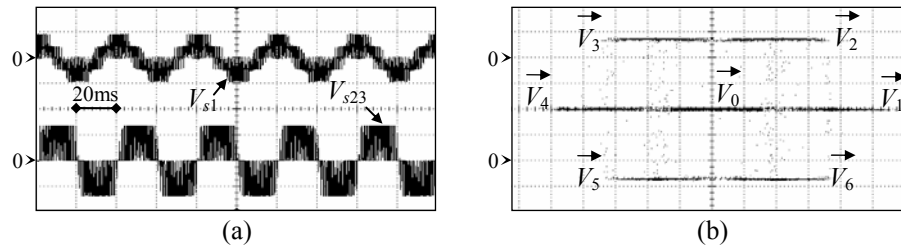


Fig.4.20. (a) Allure des tensions  $V_{s1}$  et  $V_{s23}$  (c) Lieu du vecteur tension statorique

## 4.5. Conclusion

Ce chapitre a traité le contrôle du vecteur courant statorique d'une machine synchrone via des régulateurs PI. L'utilisation de tels régulateurs nécessite l'emploi des techniques de modulation de largeur d'impulsion MLI. Deux types de MLI ont été étudiés et analysés tout au long de ce chapitre. Il s'agit de la MLI sinus-triangle et de la MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire. Les caractéristiques de l'utilisation des cibles FPGA pour l'implantation des structures de contrôle utilisant les techniques MLI avec porteuse ont été étudiées aussi. En effet, l'utilisation des FPGAs permet la réalisation d'une MLI à échantillonnage régulier et synchronisé avec un délai de rafraîchissement des tensions de références uniquement égal au temps d'exécution de l'architecture de contrôle. Par ailleurs, il est possible de reproduire un fonctionnement quasiment analogique à travers la réalisation d'une MLI à échantillonnage régulier et non synchronisé ayant une très faible période d'échantillonnage (dans le cadre de ce travail, elle est fixée égale à  $5\mu s$ ). La spécificité et l'apport des solutions FPGA pour l'implantation de ce type de contrôle a été discuté et approuvé par les résultats expérimentaux.

## Chapitre 5

# Contrôle par mode de glissement du courant d'une machine synchrone



## 5.1. Introduction

Ce chapitre présente l'implantation sur cible FPGA d'algorithmes de contrôle par mode de glissement du courant d'une machine synchrone. Ce type de contrôle est généralement associé aux systèmes à structures variables. Dans une première partie, le principe d'un système à structure variable contrôlé par une commande par mode de glissement ainsi que les fondements théoriques du contrôle par mode de glissement sont présentés à travers la synthèse d'un exemple illustratif de régulation du courant d'une charge RLE. Dans une deuxième partie, la synthèse du contrôle des composantes  $d$  et  $q$  du vecteur courant statorique d'une machine synchrone est présentée. Ce contrôle est basé sur une commande *directe* et *indirecte* de l'onduleur de tension et est synthétisé en s'appuyant sur la théorie du mode de glissement.

## 5.2. Principe des systèmes à structure variable

Le principe des systèmes à structure variable a été étudié en premier lieu en Union-Soviétique [Utk-77] et [Utk-78]. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs pour compléter l'étude théorique et pour étudier quelques applications possibles, notamment dans le domaine de commande de systèmes électriques [Naa-01], [Büh-86], [Büh-97]. La commande par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. L'utilisation de cette commande a été longtemps limitée à cause des oscillations dues aux phénomènes de glissement et aux limitations de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance.

Le principe fondamental d'un système à structure variable contrôlé par une commande par mode de glissement peut être illustré à travers l'exemple donné par la figure 5.1. Il s'agit du contrôle du courant d'une charge RLE alimentée via un hacheur quatre quadrants, et ce en utilisant une commande par mode de glissement. Dans le cadre de cet exemple, la force électromotrice  $e$  est supposée être toujours inférieure à la tension du bus continu  $E$ .

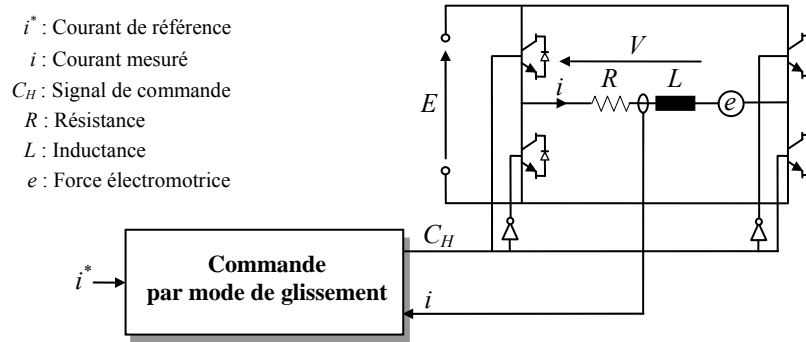


Fig.5.1. Hacheur quatre quadrants alimentant une charge RLE commandé par mode de glissement

Il existe différentes structures de régulation par mode de glissement du courant de la charge RLE du système donné par la figure 5.1. En effet, dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, il est possible de trouver essentiellement trois structures de régulation de base pour la synthèse des différentes commandes.

Soit le système contrôlé suivant :

$$\frac{dx}{dt} = f(x) + B(x)u \quad (5.1)$$

Où  $u$  est le vecteur d'entrée de dimension  $m$ ,  $x$  est le vecteur d'état du système de dimension  $n$ ,  $f$  est la fonction décrivant l'évolution du système au cours du temps et  $B$  est une matrice de dimension  $n \times m$ .

Pour la synthèse d'une structure de régulation par mode de glissement, il est nécessaire de définir dans un premier temps une fonction  $S(x)$  de dimension  $m$ , connue sous le nom de *fonction de commutation*.

$$S(x) = [S_1(x) \dots S_m(x)]^t \quad (5.2)$$

Où  $S_i(x)$  est la  $i^{\text{ème}}$  fonction de commutation de  $S(x)$ .

Il existe plusieurs manières pour définir la fonction de commutation  $S(x)$ . Par ailleurs, l'ensemble des points où cette fonction s'annule, c'est-à-dire où toutes les fonctions de commutation  $S_i(x)_{(i=1..m)}$  sont nulles, est connu sous le nom de *surface de commutation* ou *surface de glissement*. La synthèse d'une commande par mode glissement est par la suite élaborée en utilisant la fonction de commutation  $S(x)$  définie. Différents exemples évoqués tout au long de ce chapitre permettront par la suite d'avoir une idée sur la définition des fonctions de commutation et sur la synthèse des commandes par mode de glissement.

La figure 5.2 présente la première structure de régulation. Suivant le signe de  $S(x)$ , la grandeur de contrôle  $u$  est donnée par  $u = -K_1(x)$  si  $S(x) > 0$  et  $u = -K_2(x)$  si  $S(x) < 0$ .

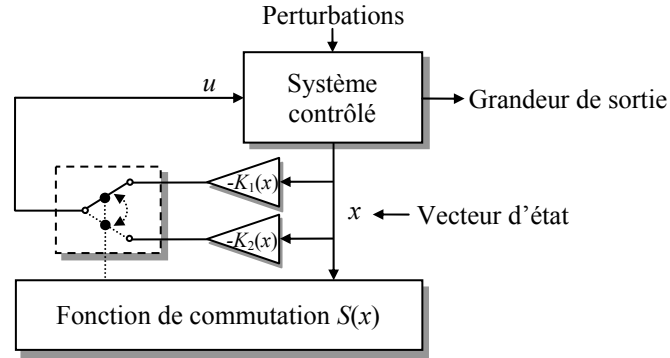


Fig.5.2. Structure de régulation par changement de retour d'état

La figure 5.3 présente la deuxième structure de régulation permettant la variation de la structure du système par simple commutation d'interrupteurs, le cas des convertisseurs statiques. Cette structure de régulation correspond au principe de fonctionnement tout ou rien : Seule l'information sur le signe de la fonction de commutation  $S(x)$  suffit pour décider de l'ouverture et la fermeture des interrupteurs pilotant le convertisseur. Ce type de régulation est caractérisé par une commande *directe* du convertisseur.

Dans ce cas, la logique de commutation est donnée par la relation suivante :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(x) > 0 \\ u^- & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (5.3)$$

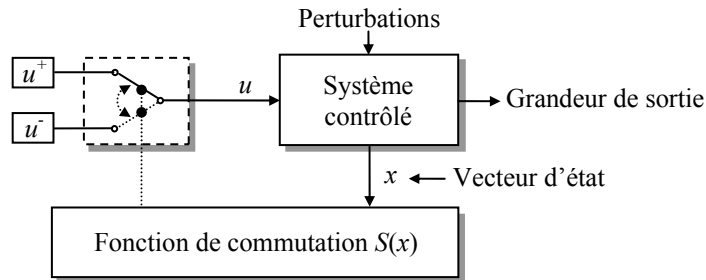


Fig.5.3. Structure de régulation par commutation des interrupteurs

La troisième structure de régulation est donnée par la figure 5.4. Dans cette structure, un vecteur contrôle équivalent  $u_{eq}$  est introduit. Ce vecteur n'est rien d'autre que la valeur désirée du vecteur d'entrée  $u$  en régime permanent. Au vecteur contrôle équivalent est additionné le vecteur contrôle attractif  $u_{att}$  dont le rôle est de contrôler le système en régime transitoire de telle sorte que les grandeurs contrôlées tendent vers leurs références. Ce type de régulation est caractérisé par une commande *indirecte* du convertisseur. Dans ce cas, le vecteur contrôle total  $u$  est égal à la somme de  $u_{eq}$  et  $u_{att}$ . Il est généré à travers un étage intermédiaire de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI).

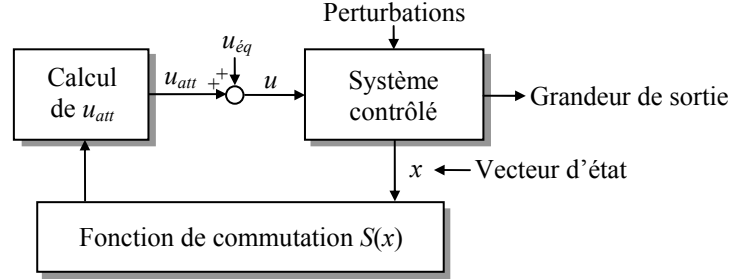


Fig.5.4. Structure de régulation par ajout du vecteur contrôle équivalent

Comme exemple illustratif, la synthèse de commandes par mode de glissement du système donné par la figure 5.1 est présentée dans le paragraphe suivant. Pour cette synthèse, uniquement les structures de régulation données par les figures 5.3 et 5.4 sont considérées, ces structures étant les plus couramment utilisées.

### 5.2.1. Exemple illustratif de la structure de régulation par commutation des interrupteurs

Dans un premier temps, la commande par mode de glissement considérée pour le contrôle du système donné par la figure 5.1 est basée sur un contrôle *direct* du convertisseur. Elle correspond à la structure de régulation par commutation des interrupteurs donnée par la figure 5.3. Dans ce cas, la tension  $V$  imposée aux bornes de la charge RLE est égale à  $-E$  ou  $+E$  selon le signe de l'erreur entre le courant de référence  $i^*$  et le courant mesuré  $i$ . Une telle structure de commande peut être décrite par les équations suivantes :

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L}(-Ri + V - e) = -\frac{R}{L}i - \frac{1}{L}e + \frac{1}{L}V \quad (5.4)$$

Où :

$$\begin{aligned} V &= +E \quad \text{si} \quad S(i) > 0 \\ V &= -E \quad \text{si} \quad S(i) < 0 \end{aligned} \quad (5.5)$$

Avec :

$$S(i) = i^* - i \quad (5.6)$$

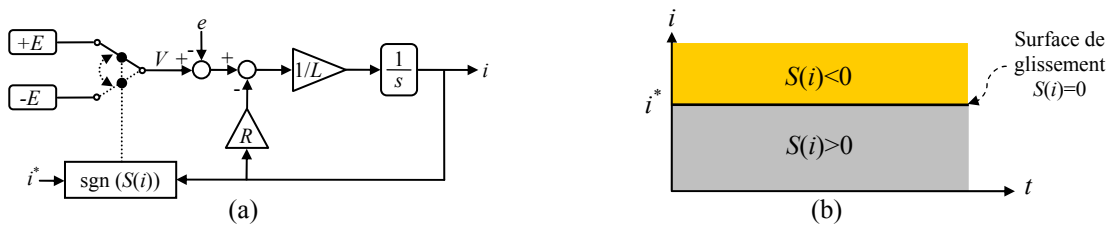


Fig.5.5. (a) Schéma bloc d'une commande directe par mode de glissement du courant d'une charge RLE (b) Régions définies par la fonction de commutation  $S(i)$

Dans la figure 5.5, le symbole  $\text{sgn}$  correspond à la fonction signe.

La figure 5.5.a montre une représentation en schéma bloc d'une commande directe par mode de glissement du courant de la charge RLE. Cette représentation est déduite à partir des équations (5.4), (5.5) et (5.6). Dans ce cas, le courant  $i$  représente le vecteur d'état et la fonction  $S(i)$  donnée par l'équation (5.6) représente la fonction de commutation considérée. Dans cet exemple, la fonction de commutation  $S(i)$  est égale à la différence entre le courant de référence  $i^*$  et le courant mesuré  $i$ . Elle décrit une droite ( $i = i^*$ ) divisant le plan  $(i, t)$  en régions où  $S(i)$  a des signes différents comme le montre la figure 5.5.b. Cette droite représente un ensemble de points connus sous le nom de surface de glissement, bien que la droite ( $i = i^*$ ) ne représente pas de surface au sens strict du terme.

La tension  $V$  représente le vecteur d'entrée du système. Selon la figure 5.5.a, le vecteur d'entrée  $V$  est commuté entre  $-E$  et  $+E$  selon le signe de la fonction de commutation  $S(i)$ . Par conséquent, le système de la figure 5.5.a est analytiquement défini par les équations suivantes :

$$\text{- Pour } S(i) > 0 : \frac{di}{dt} = -\frac{R}{L}i - \frac{1}{L}e + \frac{1}{L}E \quad (5.7)$$

$$\text{- Pour } S(i) < 0 : \frac{di}{dt} = -\frac{R}{L}i - \frac{1}{L}e - \frac{1}{L}E \quad (5.8)$$

Pour une valeur donnée du courant de référence  $i^*$ , la trajectoire du courant  $i$  que décrit le système de la figure 5.5.a est donnée par la figure 5.6.a. Cette trajectoire, partant d'une valeur initiale nulle, est caractérisée par un mouvement spécial caractérisant la commande par mode de glissement. Ce mouvement est généralement constitué de deux étapes :

- La première étape correspond au mode d'attractivité, encore appelé mode non glissant. Au cours de cette étape, la trajectoire part d'un point initial quelconque (dans l'exemple considéré, la valeur initiale est nulle), se déplace vers la surface de glissement et atteint celle-ci en un temps fini (dans cet exemple, ce temps est égal à  $t_0$ ).
- A partir de cet instant, commence le deuxième mode, à savoir, le mode de glissement. Durant cette étape, la trajectoire du courant reste sur la surface de glissement.

Cependant, il est à noter qu'un fonctionnement continu de cette structure de régulation causera une fréquence de commutation infinie des interrupteurs de puissance, ce qui n'est pas réalisable pratiquement. Pour ce faire, la réalisation parfaite de la trajectoire donnée par la figure 5.6.a en pratique est impossible vu le caractère discret du fonctionnement du hacheur. La fonction  $S(i)$  ne s'annule pas dans ce cas lorsque la surface de glissement est atteinte (en régime permanent) et le courant  $i$  oscille autour de sa valeur de référence comme le montre la figure 5.6.b.

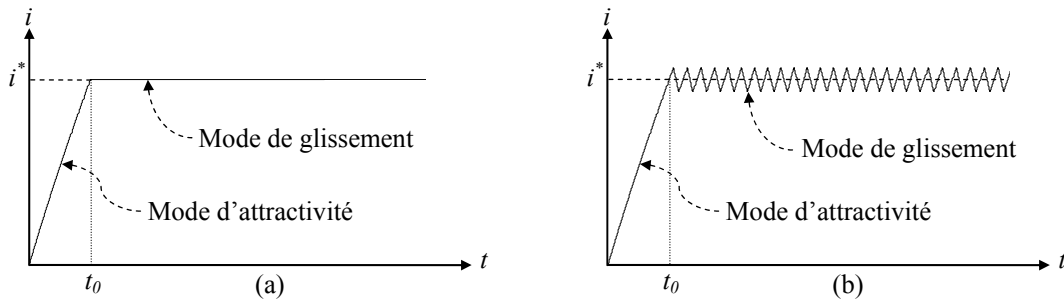


Fig.5.6. Trajectoire caractérisant une commande directe par mode de glissement  
(a) Fonctionnement continu (b) Fonctionnement discret

A partir de cet exemple, plusieurs propriétés sur les systèmes à structure variable contrôlés par une commande directe par mode de glissement peuvent être observées, à savoir :

- Le système de contrôle basé sur une commande directe par mode de glissement est dépendant du signe de la fonction de commutation  $S(i)$ .
- La commande directe par mode de glissement est caractérisée par deux modes : Le mode d'attractivité et le mode de glissement.
- La commande directe par mode de glissement s'adapte bien aux systèmes dont le contrôle est discontinu, ce qui est le cas des convertisseurs statiques.

## 5.2.2. Exemple illustratif de la structure de régulation par ajout de la commande équivalente

### 5.2.2.1. La méthode du contrôle équivalent

Plusieurs méthodes d'approche ont été utilisées pour décrire le mode de glissement lorsque la trajectoire du système atteint la surface de glissement ( $S(x)=0$ ) [Utk-78]. Dans ce paragraphe, la méthode adoptée est celle d'Utkin connue sous le nom du contrôle équivalent. Cette méthode décrit la dynamique du système sur la surface de glissement. Elle permet de garder la variable contrôlée sur cette surface en imposant la valeur désirée en régime permanent de la grandeur d'entrée. Pour un système contrôlé donné, la première étape pour la réalisation d'une structure de régulation par ajout de la commande équivalente consiste à trouver un vecteur d'entrée équivalent  $u_{eq}$  de sorte que la trajectoire d'état du système à contrôler reste sur la surface de glissement prédéfinie. Une fois le vecteur contrôle équivalent déterminé, la dynamique du système peut être décrite par la substitution de  $u_{eq}$  dans l'équation d'état (5.1). En se basant sur la méthode d'Utkin, le calcul du vecteur équivalent s'effectue en prenant en considération *les conditions d'invariance* suivantes :

$$\begin{cases} S(x) = 0 \\ \dot{S}(x) = 0 \end{cases} \quad (5.9)$$

Ainsi, le vecteur contrôle équivalent est déduit à partir des conditions d'invariance données par (5.9). Il permet d'assurer que la trajectoire de la grandeur contrôlée reste sur sa surface de glissement. Cependant, ce vecteur n'assure pas le contrôle en dehors de la surface de glissement. C'est pourquoi, il faut ajouter une nouvelle condition pour que l'état du système tende vers et atteigne la surface de glissement. Cette nouvelle condition est *la condition d'attractivité*. Elle est détaillée dans le paragraphe suivant.

### 5.2.2.2. La méthode du contrôle attractif

Une des conditions d'attractivité les plus utilisées est celle proposée par [Utk-78]. Pour une fonction de commutation  $S(x)$  donnée, elle doit vérifier la relation suivante :

$$\begin{cases} \dot{S}_i(x) < 0 & \text{si } S_i(x) > 0 \\ \dot{S}_i(x) > 0 & \text{si } S_i(x) < 0 \end{cases} \quad (i = 1..m) \quad (5.10)$$

La condition d'attractivité peut être illustrée par l'exemple de régulation du courant d'une charge RLE, et ce en appliquant la condition d'attractivité (5.10) à la fonction de

commutation  $S(i)$ . Comme le montre la figure 5.7, pour une référence  $i^*$  donnée, le courant  $i$  n'est attiré vers la surface de glissement  $S(i)=0$  que lorsque  $\dot{S}(i)S(i) < 0$ .

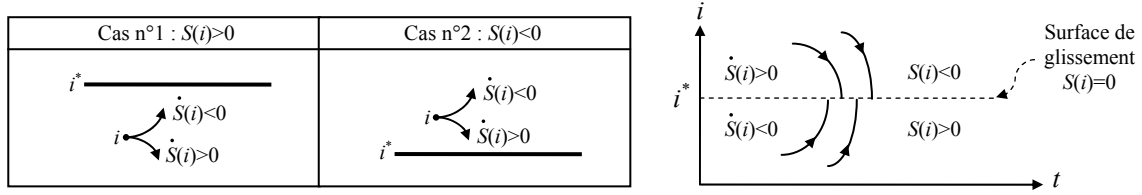


Fig.5.7. Evolution du courant  $i$  selon le signe de  $i^*$ ,  $S(i)$  et  $\dot{S}(i)$

Afin de mieux contrôler la dynamique d'un système contrôlé donné durant le mode d'attractivité (la transition de la trajectoire d'état à partir d'un point initial jusqu'au début de la phase du mode de glissement), il est judicieux de recourir à la *méthode du contrôle attractif*. Cette méthode consiste à définir la dérivée de la fonction de commutation  $S(x)$  comme suit :

$$\dot{S}(x) = -Q \operatorname{sgn}(S(x)) - Kg(S(x)) \quad (5.11)$$

$Q$  et  $K$  sont des matrices diagonales de dimension  $m$  et dont les éléments sont positifs. La fonction  $\operatorname{sgn}(S)$  est définie comme suit :

$$\operatorname{sgn}(S(x)) = [\operatorname{sgn}(S_1(x)) \dots \operatorname{sgn}(S_m(x))]^T \quad (5.12)$$

Quant à la fonction  $g$ , elle est définie comme suit :

$$g(S(x)) = [g_1(S_1(x)) \dots g_m(S_m(x))]^T \quad (5.13)$$

Les fonctions scalaires  $g_i$  ( $i=1..m$ ) doivent satisfaire les conditions suivantes :

$$S_i(x)g_i(S_i(x)) > 0 \quad \text{si} \quad S_i(x) \neq 0 \quad (i=1..m) \quad (5.14)$$

Pour une fonction  $g(S)$  donnée, il est possible d'intégrer son expression pour déduire la trajectoire de la fonction de commutation  $S(x)$ . En effet, le choix de la fonction  $g$  permet de spécifier la dynamique du mode d'attractivité pour se déplacer d'un point initial donné vers la surface de glissement. Par ailleurs, le choix des coefficients  $Q$  et  $K$  détermine les différentes vitesses pour la fonction de commutation  $S(x)$ .

Plusieurs structures de la fonction  $g(S)$  sont mentionnées en bibliographie [GAO-93]. Parmi ces structures, il est possible de citer les fonctions suivantes :

- Attractivité à vitesse constante ( $g(S)=0$ )

$$\dot{S}(x) = -Q \operatorname{sgn}(S(x)) \quad (5.15)$$

Cette loi force la trajectoire d'état à atteindre la surface de glissement à vitesse constante qui dépend de la valeur de  $Q$ . Le choix de  $Q$  dans ce cas doit éviter à la fois un temps d'attractivité long (les termes de la matrice  $Q$  sont très petits) et la production de grandes oscillations (les termes de la matrice  $Q$  sont très grands).

- Attractivité à vitesse constante et à action proportionnelle ( $g(S)=S$ )

$$\dot{S}(x) = -Q \operatorname{sgn}(S(x)) - KS(x) \quad (5.16)$$

L'ajout du terme  $-KS(x)$  fait que la trajectoire d'état est forcée de s'approcher de la surface de glissement plus vite lorsque  $S$  est grande. Plus  $K$  est grande, plus le temps d'attractivité est rapide, tandis qu'une petite valeur de  $Q$  réduit les oscillations.

- Attractivité à coefficient  $Q$  nul et  $g(S) = |S|^\alpha \operatorname{sgn}(S)$   $0 < \alpha < 1$

$$\dot{S}(x) = -K|S(x)|^\alpha \operatorname{sgn}(S) \quad (5.17)$$

Avec une telle structure, la vitesse d'attractivité augmente lorsque la trajectoire d'état est loin de la surface de glissement. Par contre, au voisinage de la surface de glissement, la vitesse ralentit considérablement. Par ailleurs, l'absence du terme  $Q \operatorname{sgn}(S(x))$  fait que les oscillations sont quasiment éliminées une fois la surface de glissement atteinte.

Le choix d'une structure d'attractivité permet de déterminer un vecteur d'entrée attractif  $u_{att}$ . Ce vecteur sera particulièrement actif pendant le régime transitoire et imposera la dynamique du système.

### 5.2.2.3. Développement de la loi de commande par mode de glissement basée sur un contrôle indirecte du convertisseur

La loi de contrôle par mode de glissement doit satisfaire simultanément les conditions d'invariance et d'attractivité. Pour ce faire, il faut que la fonction de commutation  $S(x)$  vérifie les conditions données par la relation (5.18) qui est une combinaison entre les conditions (5.9) et (5.10).

$$\begin{cases} \dot{S}(x) = 0 & \text{si } S(x) = 0 \\ \dot{S}_i(x) < 0 & \text{si } S_i(x) > 0 \\ \dot{S}_i(x) > 0 & \text{si } S_i(x) < 0 \end{cases} \quad (i = 1..m) \quad (5.18)$$

Ainsi, les conditions données par la relation (5.18) amènent à la détermination d'un nouveau vecteur de contrôle, tenant compte des conditions d'invariance et d'attractivité. L'expression de ce contrôle est donnée par la relation (5.19).

$$u^* = u_{eq} + u_{att} \quad (5.19)$$

Le vecteur contrôle donné par la relation (5.19) comporte deux termes :

- Le premier est le vecteur contrôle équivalent spécifiant le contrôle nécessaire au système pour rester sur la surface de glissement.
- Le deuxième est le vecteur contrôle attractif assurant le contrôle du système en dehors de la surface de glissement. Il impose aussi la dynamique du système partant d'un point initial jusqu'à atteindre la surface de glissement.

#### 5.2.2.4. Commande indirecte par mode de glissement du courant d'une charge RLE

En reprenant l'exemple de régulation du courant de la charge RLE, sachant que  $i^*$  est constante, la dérivée de la fonction de commutation  $S(i)$  s'exprime comme suit :

$$\frac{dS(i)}{dt} = -\frac{di}{dt} = -\frac{1}{L}(V - Ri - e) \quad (5.20)$$

La relation précédente montre que l'évolution du courant  $i$  dépend :

- De la valeur du courant  $i$ .
- Du vecteur tension appliqué.
- De la force électromotrice  $e$ .
- Des paramètres  $R$  et  $L$  de la charge.

Comme mentionné précédemment, pour que la trajectoire du courant  $i$  reste sur sa surface de glissement  $S(i)=0$ , il faut appliquer un vecteur tension équivalent  $V_{\acute{e}q}$  qui peut être calculé en prenant en compte les conditions d'invariance suivantes :

$$S(i) = (i^* - i) = 0 \text{ et } \dot{S}(i) = -\frac{di}{dt} = 0 \quad (5.21)$$

Le vecteur tension équivalent  $V_{\acute{e}q}$ , que doit fournir le hacheur quatre quadrants dans ce cas, peut être déterminé de la façon suivante :

$$\begin{cases} S(i) = (i^* - i) = 0 \\ \dot{S}(i) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i^* = i \\ \frac{dS(i)}{dt} = -\frac{1}{L}(V_{\acute{e}q} - Ri - e) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_{\acute{e}q} = Ri^* + e \\ V_{\acute{e}q} = Ri + e \end{cases} \quad (5.22)$$

L'équation (5.22) définit le vecteur contrôle équivalent continu qui garantit au courant  $i$  de rester sur la surface de glissement. Cependant, le fonctionnement du hacheur quatre quadrants est un fonctionnement discret. Par conséquent la dérivée de la fonction de commutation  $\dot{S}(i)$  ne s'annule pas. De plus, le vecteur tension équivalent donné par la relation (5.22) ne permet pas de contrôler  $i$  en dehors de la surface de glissement. Pour ces raisons, il faut tenir compte de la dérivée de la fonction de commutation  $\dot{S}(i)$  dans la formule de contrôle. Etant donnée que l'utilisation de la MLI permet d'imposer à chaque période de hachage une valeur moyenne de la tension  $V$  égale au vecteur contrôle de référence  $V^*$ , ce dernier peut être déduit à partir de l'équation (5.20) en procédant comme suit :

$$V^* = Ri + e - L \frac{dS(i)}{dt} = V_{\acute{e}q} - L \frac{dS(i)}{dt} = V_{\acute{e}q} + V_{att} \quad (5.23)$$

Le vecteur contrôle  $V^*$  est constitué de deux termes : Le premier est le vecteur contrôle équivalent  $V_{\acute{e}q}$  tandis que le deuxième terme ( $V_{att} = -L(dS(i)/dt)$ ) fait intervenir la dérivée de la fonction de commutation  $\dot{S}(i)$  devant ramener la trajectoire de la grandeur contrôlée vers la surface de glissement. Le choix de l'expression de la dérivée de la fonction de commutation de telle sorte que les conditions d'attractivité soient satisfaites permettra par la suite la détermination du vecteur tension attractif  $V_{att}$ . En choisissant une structure d'attractivité à



vitesse constante et à action proportionnelle similaire à celle donnée par la relation (5.16), le vecteur tension attractif  $V_{att}$  s'exprime comme suit :

$$V_{att} = -L(-q \operatorname{sgn}(S(i)) - kS(i)) \quad (5.24)$$

Où  $q$  et  $k$  sont des réels positifs.

A partir des équations (5.22), (5.23) et (5.24), l'expression du vecteur tension contrôle  $V^*$  à appliquer est donnée par la relation suivante :

$$V^* = V_{\dot{e}q} + V_{att} = Ri^* + e + L(q \operatorname{sgn}(S(i)) + kS(i)) \quad (5.25)$$

Pour assurer que le courant  $i$  tende vers sa surface de glissement  $S(i)=0$ , il faut que la condition d'attractivité  $S(i)\dot{S}(i) < 0$  soit vérifiée. En effet, en appliquant le vecteur tension de référence donné par la relation (5.25), le produit de la fonction de commutation  $S(i)$  par sa dérivée s'exprime comme suit :

$$\begin{aligned} S(i)\dot{S}(i) &= -S(i)\frac{di}{dt} = -\frac{1}{L}S(i)(V - e - Ri) \\ &= -\frac{1}{L}S(i)(V^* - e - Ri) \\ &= -\frac{1}{L}S(i)(V_{\dot{e}q} + V_{att} - e - Ri) \\ &= -\frac{1}{L}S(i)(Ri^* + e + L(q \operatorname{sgn}(S(i)) + kS(i)) - e - Ri) \\ &= -\frac{R}{L}S(i)^2 - qS(i)\operatorname{sgn}(S(i)) - kS(i)^2 \end{aligned} \quad (5.26)$$

Le résultat du produit  $S(i)\dot{S}(i)$  est constitué de la somme de trois termes négatifs chacun. Ce produit est donc négatif. La condition d'attractivité donnée par la relation (5.10) est donc satisfaite quel que soit le signe de la fonction de commutation  $S(i)$ .

La figure 5.8 montre une représentation en schéma bloc d'une commande indirecte par mode de glissement du courant de la charge RLE.

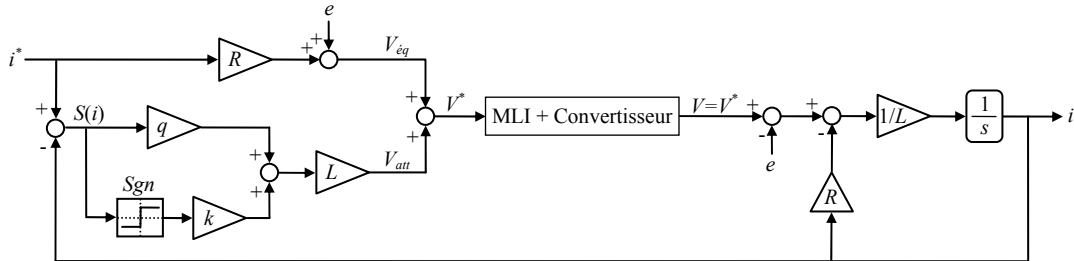


Fig.5.8. Schéma bloc d'une commande indirecte par mode de glissement du courant de la charge RLE

Pour une valeur donnée du courant de référence  $i^*$ , la trajectoire du courant  $i$  que décrit le système de la figure 5.8 est donnée par la figure 5.9.a. De façon similaire au cas de la commande directe par mode de glissement et partant d'un point initial donné (dans cet

exemple, le point initial est égal à zéro), la trajectoire obtenue est caractérisée par deux étapes : La première correspond au mode d'attractivité et la deuxième au mode de glissement.

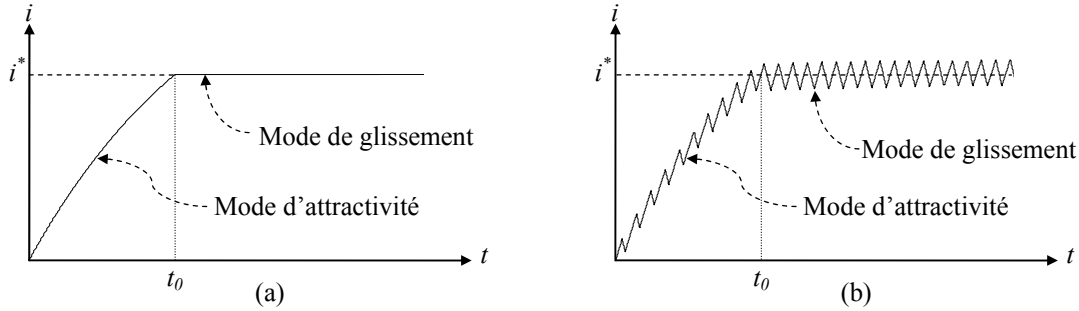


Fig.5.9. Trajectoire caractérisant une commande indirecte par mode de glissement  
(a) Fonctionnement continu (b) Fonctionnement discret

La figure 5.9.a correspond à un fonctionnement continu du système donné par la figure 5.8. Cependant, vu le caractère discret du convertisseur et étant donné que la fréquence de découpage de la MLI est limitée, il est impossible d'obtenir pratiquement un tel mode de fonctionnement. C'est pourquoi, lorsque le mode de glissement est atteint, la fonction de commutation  $S(i)$  ne s'annule pas et le courant réel oscille autour de sa référence comme le montre la figure 5.9.b. L'amplitude des oscillations du courant dans ce cas dépend essentiellement de la fréquence de découpage de la MLI, mais aussi des coefficients  $k$  et  $q$  choisis.

Ainsi, à partir de cet exemple, plusieurs propriétés sur les systèmes à structure variable commandés par une commande indirecte par mode de glissement peuvent être observées, à savoir :

- Le système de contrôle basé sur une commande indirecte par mode de glissement n'est pas dépendant uniquement du signe de la fonction de commutation  $S(i)$ , mais aussi de sa valeur.
- La dynamique du système contrôlé par une commande indirecte par mode de glissement dépend essentiellement du choix des coefficients des matrices  $K$  et  $Q$  ainsi que du type du mode d'attractivité choisi.
- L'utilisation d'une commande indirecte par mode de glissement nécessite l'utilisation d'un étage intermédiaire de modulation de largeur d'impulsions (MLI).
- La commande indirecte par mode de glissement est caractérisée par deux modes : Le mode d'attractivité et le mode de glissement.
- La théorie du mode de glissement indirecte s'adapte bien aux systèmes dont le contrôle est discontinu tels que les convertisseurs statiques.

### 5.3. Contrôle par mode de glissement du vecteur courant statorique d'une machine synchrone

Ce paragraphe porte sur le contrôle par mode de glissement du vecteur courant statorique d'une machine synchrone dans le repère tournant  $dq$ . Les relations mathématiques de base caractérisant une machine synchrone dans un système de coordonnées  $dq$  lié au rotor sont :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_{dq} \Phi_{sq} \quad (\text{Rappel A.38})$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_{dq} \Phi_{sd} \quad (\text{Rappel A.39})$$

$$\Phi_{sd} = L_{sd}i_{sd} + M_{sr}i_{rd} \quad (\text{Rappel A.40})$$

$$\Phi_{sq} = L_{sq}i_{sq} \quad (\text{Rappel A.41})$$

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \quad (\text{Rappel A.34})$$

$$\Phi_{rd} = L_{rd}i_{rd} + M_{sr}i_{sd} \quad (\text{Rappel A.42})$$

L'objectif de la commande étant de contrôler les deux composantes  $d$  et  $q$  du vecteur courant statorique, deux fonctions de commutation  $S_{isd}$  et  $S_{isq}$  sont définies comme suit :

$$S_{isd} = i_{sd}^* - i_{sd} \quad (5.27)$$

$$S_{isq} = i_{sq}^* - i_{sq} \quad (5.28)$$

Où  $i_{sd}^*$  et  $i_{sq}^*$  sont les courants statoriques de référence sur respectivement les axes  $d$  et  $q$ .

Ces deux fonctions de commutation définissent deux surfaces de glissement ( $S_{isd}=0$ ) et ( $S_{isq}=0$ ). Les relations (5.29) et (5.30) correspondent aux relations obtenues lorsque les trajectoires des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  atteignent leurs surfaces de glissement.

$$S_{isd} = 0 \Rightarrow i_{sd} = i_{sd}^* \quad (5.29)$$

$$S_{isq} = 0 \Rightarrow i_{sq} = i_{sq}^* \quad (5.30)$$

Pour des références  $i_{sd}^*$  et  $i_{sq}^*$  constantes, les dérivées des fonctions de commutation  $S_{isd}$  et  $S_{isq}$  par rapport au temps permettent d'analyser les règles d'évolution des composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ . La dérivée de la fonction de commutation  $S_{isd}$  par rapport au temps est donnée par la relation suivante :

$$\frac{dS_{isd}}{dt} = -\frac{di_{sd}}{dt} \quad (5.31)$$

Or, à partir de l'équation (A.40), la composante  $i_{sd}$  s'exprime comme suit :

$$i_{sd} = \frac{\Phi_{sd} - M_{sr}i_{rd}}{L_{sd}} \quad (5.32)$$

En supposant le courant  $i_{rd}$  constant, la dérivée de la composante  $i_{sd}$  devient :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{L_{sd}} \frac{d\Phi_{sd}}{dt} \quad (5.33)$$

A partir des relations (A.38), (5.31) et (5.33), l'expression de la dérivée de la fonction de commutation  $S_{isd}$  par rapport au temps est donnée par la relation suivante :

$$\boxed{\frac{dS_{isd}}{dt} = -\frac{1}{L_{sd}} \frac{d\Phi_{sd}}{dt} = -\frac{1}{L_{sd}} (V_{sd} - R_s i_{sd} + \omega_{dq} \Phi_{sq})} \quad (5.34)$$

Quant à la règle d'évolution de la composante  $i_{sq}$ , elle est obtenue en dérivant la fonction de commutation  $S_{isq}$  par rapport au temps. Puisque  $i_{sq}^*$  est supposée constante, la dérivée de  $S_{isq}$  s'exprime comme suit :

$$\frac{dS_{isq}}{dt} = -\frac{di_{sq}}{dt} \quad (5.35)$$

A partir de l'équation (A.41), la composante  $i_{sq}$  s'exprime comme suit :

$$i_{sq} = \frac{\Phi_{sq}}{L_{sq}} \quad (5.36)$$

La dérivée de la composante  $i_{sq}$  par rapport au temps s'écrit donc comme suit :

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{L_{sq}} \frac{d\Phi_{sq}}{dt} \quad (5.37)$$

A partir des relations (A.39), (5.35) et (5.37), l'expression de la dérivée de la fonction de commutation  $S_{isq}$  par rapport au temps est donnée par la relation suivante :

$$\boxed{\frac{dS_{isq}}{dt} = -\frac{1}{L_{sq}} \frac{d\Phi_{sq}}{dt} = -\frac{1}{L_{sq}} (V_{sq} - R_s i_{sq} - \omega_{dq} \Phi_{sd})} \quad (5.38)$$

Les équations (5.34) et (5.38) donnent l'évolution du vecteur courant statorique selon les axes  $d$  et  $q$ . Elle dépend :

- De la vitesse de rotation de la machine synchrone.
- Du vecteur tension appliqué.
- Des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  ainsi que des flux  $\Phi_{sd}$  et  $\Phi_{sq}$ .
- De la résistance et des inductances cycliques directe et transverse de la machine synchrone.

Dans ce qui suit est présentée la synthèse de la commande par mode de glissement du vecteur courant statorique dans le plan  $dq$  d'une machine synchrone, et ce en utilisant les structures de régulation données par les figures 5.3 et 5.4. La première commande par mode de glissement est caractérisée par une commande *directe* de l'onduleur de tension tandis que la deuxième est caractérisée par une commande *indirecte* de l'onduleur de tension.

### 5.3.1. Commande directe par mode de glissement du vecteur courant statorique d'une machine synchrone

#### 5.3.1.1. Synthèse de la commande directe par mode de glissement

Le lieu des dérivées des fonctions de commutation  $S_{isd}$  et  $S_{isq}$  déduit à partir des relations (5.34) et (5.38) est représenté sur la figure 5.10. Ce lieu est donné pour une valeur nulle de l'angle  $\theta_{dq}$  et pour les deux sens de rotation (positif et négatif) de la machine synchrone. C'est à partir de ce lieu que se base par la suite la synthèse de la commande directe par mode de glissement du vecteur courant statorique d'une machine synchrone.

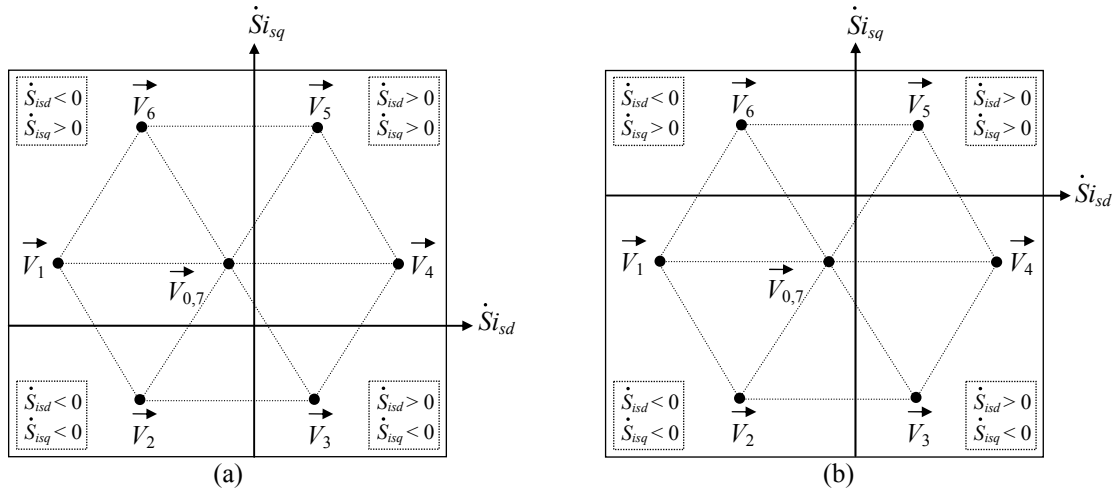


Fig.5.10. Lieu des dérivées des fonctions de commutation ( $E = 540\text{V}$ ,  $\Phi_s = \Phi_{sn}$ ,  $\theta_{dq} = 0$ )  
 (a)  $\omega_{dq} = 0.5\omega_n$  (b)  $\omega_{dq} = -0.5\omega_n$

La figure 5.10 permet de déterminer l'influence des vecteurs tension disponibles à la sortie de l'onduleur sur les variations des composantes du vecteur courant statorique. Le lieu des dérivées des fonctions de commutation dépend fortement de la vitesse de rotation de la machine synchrone. En effet, il est à remarquer que le lieu des fonctions de commutation  $\dot{S}_{isd}$  et  $\dot{S}_{isq}$  se translate vers le haut ou vers le bas suivant le signe et la valeur de la vitesse de rotation  $\omega_{dq}$ . Il est à noter aussi que le lieu des fonctions de commutation se déplace légèrement selon les valeurs des composantes  $d$  et  $q$  du vecteur courant statorique.

Bien que la figure 5.10 permet de donner l'influence de l'application de chaque vecteur tension sur les variations de  $\dot{S}_{isd}$  et  $\dot{S}_{isq}$ , elle ne permet pas, à elle seule, d'extraire une stratégie de contrôle garantissant l'attraction des trajectoires des grandeurs  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  vers leurs surfaces de glissement.

Cependant, en s'appuyant sur les conditions d'attractivités données par la relation (5.10), il est possible de dresser les conditions d'attractivité suivantes :

- Pour que la composante directe du vecteur courant statorique soit attirée vers sa surface de glissement  $S_{isd}=0$ , la condition suivante doit être vérifiée :

$$S_{isd}\dot{S}_{isd} < 0 \quad (5.39)$$

La relation (5.39) montre que la fonction de commutation  $S_{isd}$  et sa dérivée  $\dot{S}_{isd}$  doivent être de signes opposés. La dynamique du courant  $i_{sd}$  dans ce cas est d'autant plus rapide que la valeur absolue de la dérivée de la fonction de commutation  $\dot{S}_{isd}$  est grande.

- Pour que la composante transverse du vecteur courant statorique soit attirée vers sa surface de glissement  $S_{isq}=0$ , la condition suivante doit être vérifiée :

$$S_{isq}\dot{S}_{isq} < 0 \quad (5.40)$$

De façon identique au cas précédent, la fonction de commutation  $S_{isq}$  et sa dérivée  $\dot{S}_{isq}$  doivent être de signes opposés. La dynamique du courant  $i_{sq}$  dans ce cas est d'autant plus rapide que la valeur absolue de la dérivée de la fonction de commutation  $\dot{S}_{isq}$  est grande.

Selon les équations (5.39) et (5.40), le choix du vecteur tension à appliquer dépend des signes des fonctions de commutation  $S_{isd}$  et  $S_{isq}$  et de leurs dérivées respectives  $\dot{S}_{isd}$  et  $\dot{S}_{isq}$ . Ceci explique le fait que les sorties des correcteurs des composantes du vecteur courant statorique peuvent être des variables booléennes. Les signes des fonctions de commutation  $S_{isd}$  et  $S_{isq}$  peuvent être déterminés via deux comparateurs à signe dont les caractéristiques sont représentées sur la figure 5.11. Ces comparateurs génèrent deux variables booléennes définies comme suit :

$$\begin{aligned} \text{Si } S_{isd} > 0 \text{ alors } C_d &= 1 \\ \text{Si } S_{isd} < 0 \text{ alors } C_d &= 0 \end{aligned} \quad (5.41)$$

$$\begin{aligned} \text{Si } S_{isq} > 0 \text{ alors } C_q &= 1 \\ \text{Si } S_{isq} < 0 \text{ alors } C_q &= 0 \end{aligned} \quad (5.42)$$



Fig.5.11. Caractéristiques de commutation des comparateurs à signe de  
(a) La fonction de commutation  $S_{isd}$  (b) La fonction de commutation  $S_{isq}$

Pour sélectionner les vecteurs tension à appliquer de manière à attirer les composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  du vecteur courant statorique vers leurs surfaces de glissement  $S_{isd}=0$  et  $S_{isq}=0$ , il faut analyser conjointement les fonctions de commutation  $S_{isd}$  et  $S_{isq}$  ainsi que leurs dérivées respectives  $\dot{S}_{isd}$  et  $\dot{S}_{isq}$  à l'aide de la figure 5.10, et ce pour les différents secteurs dans lesquels est compris l'angle  $\theta_{dq}$ , tout en respectant les conditions (5.39) et (5.40).

En se basant sur la figure 5.10 et sur les équations (5.39) et (5.40), une analyse est faite dans un premier temps pour le cas où la valeur de l'angle  $\theta_{dq}$  est égale à zéro. Cette analyse permet de déterminer le vecteur tension à appliquer selon l'état logique des variables  $C_d$  et  $C_q$ .

- Cas où  $C_d=0$  et  $C_q=0$

A partir des équations (5.41) et (5.42), l'état logique des signaux  $C_d$  et  $C_q$  indique que les fonctions de commutation  $S_{isd}$  et  $S_{isq}$  sont négatives. Pour attirer les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  vers leurs surfaces de glissement respectives  $S_{isd}=0$  et  $S_{isq}=0$ , il faut que les dérivées  $\dot{S}_{isd}$  et  $\dot{S}_{isq}$  soient positives.

- Pour une vitesse de rotation positive ( $\omega_{dq}>0$ ), et selon la figure 5.10.a, deux vecteurs tension différents peuvent être appliqués pour que les dérivées  $\dot{S}_{isd}$  et  $\dot{S}_{isq}$  soient positives. Il s'agit des vecteurs  $\vec{V}_5$  et  $\vec{V}_4$ .
- Pour une vitesse de rotation négative ( $\omega_{dq}<0$ ), et selon la figure 5.10.b, un unique vecteur tension peut être appliqué pour que les dérivées  $\dot{S}_{isd}$  et  $\dot{S}_{isq}$  soient positives. C'est le vecteur  $\vec{V}_5$ .

- Cas où  $C_d=1$  et  $C_q=0$

A partir des équations (5.41) et (5.42), l'état logique des signaux  $C_d$  et  $C_q$  indique que la fonction de commutation  $S_{isd}$  est positive tandis que la fonction de commutation  $S_{isq}$  est négative. Pour attirer les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  vers leurs surfaces de glissement respectives  $S_{isd}=0$  et  $S_{isq}=0$ , il faut que la dérivée  $\dot{S}_{isd}$  soit négative et que la dérivée  $\dot{S}_{isq}$  soit positive.

- Pour une vitesse de rotation positive ( $\omega_{dq}>0$ ), et selon la figure 5.10.a, trois vecteurs tension différents peuvent être appliqués pour que la dérivée  $\dot{S}_{isd}$  soit négative et que la dérivée  $\dot{S}_{isq}$  soit positive. Il s'agit des vecteurs  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_6$  et  $\vec{V}_{0,7}$ .
- Pour une vitesse de rotation négative ( $\omega_{dq}<0$ ), et selon la figure 5.10.b, un unique vecteur tension peut être appliqué pour que la dérivée  $\dot{S}_{isd}$  soit négative et que la dérivée  $\dot{S}_{isq}$  soit positive. C'est le vecteur  $\vec{V}_6$ .

- Cas où  $C_d=0$  et  $C_q=1$

A partir des équations (5.41) et (5.42), l'état logique des signaux  $C_d$  et  $C_q$  indique que la fonction de commutation  $S_{isd}$  est négative tandis que la fonction de commutation  $S_{isq}$  est positive. Pour attirer les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  vers leurs surfaces de glissement respectives  $S_{isd}=0$  et  $S_{isq}=0$ , il faut que la dérivée  $\dot{S}_{isd}$  soit positive et que la dérivée  $\dot{S}_{isq}$  soit négative.

- Pour une vitesse de rotation positive ( $\omega_{dq}>0$ ), et selon la figure 5.10.a, un unique vecteur tension peut être appliqué pour que la dérivée  $\dot{S}_{isd}$  soit positive et que la dérivée  $\dot{S}_{isq}$  soit négative. C'est le vecteur  $\vec{V}_3$ .
- Pour une vitesse de rotation négative ( $\omega_{dq}<0$ ), et selon la figure 5.10.b, deux vecteurs tension différents peuvent être appliqués pour que la dérivée  $\dot{S}_{isd}$  soit positive et que la dérivée  $\dot{S}_{isq}$  soit négative. Il s'agit des vecteurs  $\vec{V}_3$  et  $\vec{V}_4$ .

- Cas où  $C_d=1$  et  $C_q=1$

A partir des équations (5.41) et (5.42), l'état logique des signaux  $C_d$  et  $C_q$  indique que les fonctions de commutation  $S_{isd}$  et  $S_{isq}$  sont positives. Pour attirer les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  vers leurs surfaces de glissement respectives  $S_{isd}=0$  et  $S_{isq}=0$ , il faut que les dérivées  $\dot{S}_{isd}$  et  $\dot{S}_{isq}$  soient négatives.

- Pour une vitesse de rotation positive ( $\omega_{dq}>0$ ), et selon la figure 5.10.a, un unique vecteur tension peut être appliqué pour que les dérivées  $\dot{S}_{isd}$  et  $\dot{S}_{isq}$  soient négatives. C'est le vecteur  $\vec{V}_2$ .
- Pour une vitesse de rotation négative ( $\omega_{dq}<0$ ), et selon la figure 5.10.b, trois vecteurs tension différents peuvent être appliqués pour que les dérivées  $\dot{S}_{isd}$  et  $\dot{S}_{isq}$  soient négatives. Il s'agit des vecteurs  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_2$  et  $\vec{V}_{0,7}$ .

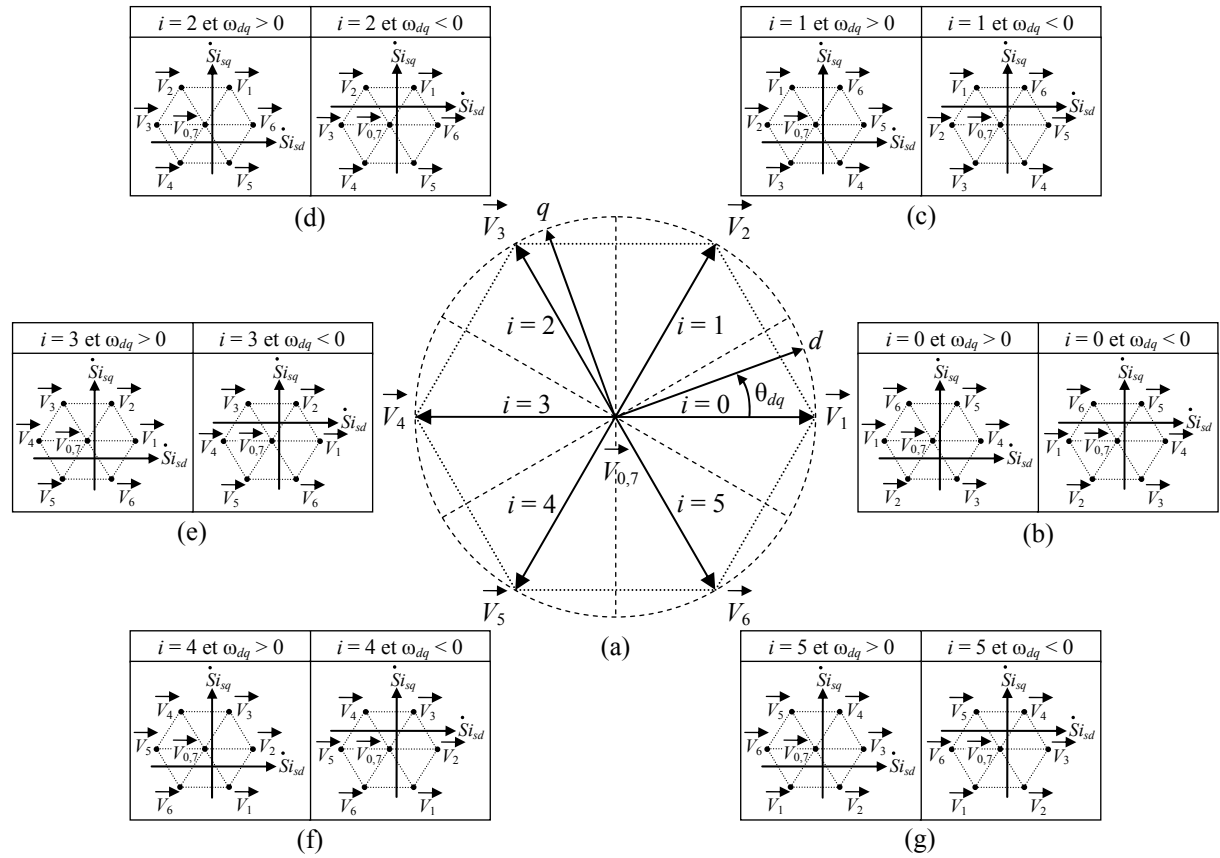


Fig.5.12. (a) Décomposition en six secteurs ( $i = 0..5$ ) du lieu d'évolution de l'axe  $d$   
 Lieu des dérivées des fonctions de commutation lorsque l'axe  $d$  est placé au milieu du  
 (b) Secteur  $i = 0$  ( $\theta_{dq} = 0$ ) (c) Secteur  $i = 1$  ( $\theta_{dq} = \pi/3$ ) (d) Secteur  $i = 2$  ( $\theta_{dq} = 2\pi/3$ )  
 (e) Secteur  $i = 3$  ( $\theta_{dq} = \pi$ ) (f) Secteur  $i = 4$  ( $\theta_{dq} = 4\pi/3$ ) (g) Secteur  $i = 5$  ( $\theta_{dq} = 5\pi/3$ )

Lorsque l'angle  $\theta_{dq}$  varie, et pour une vitesse de rotation fixe, le lieu des dérivées des fonctions de commutation  $\dot{S}_{isd}$  et  $\dot{S}_{isq}$  obtenu décrit une ellipse centrée autour du point obtenu par l'application d'un vecteur de tension nul. Par ailleurs lors d'une variation  $\Delta\theta_{dq}$  de l'angle  $\theta_{dq}$ , l'ellipse effectue une rotation d'un angle  $\Delta\theta_{dq}$ . Cette rotation est centrée autour du point obtenu par l'application d'un vecteur de tension nul comme le montre la figure 5.13. Cette figure représente le cas où l'angle  $\theta_{dq}$  se trouve à l'intérieur du secteur 0.

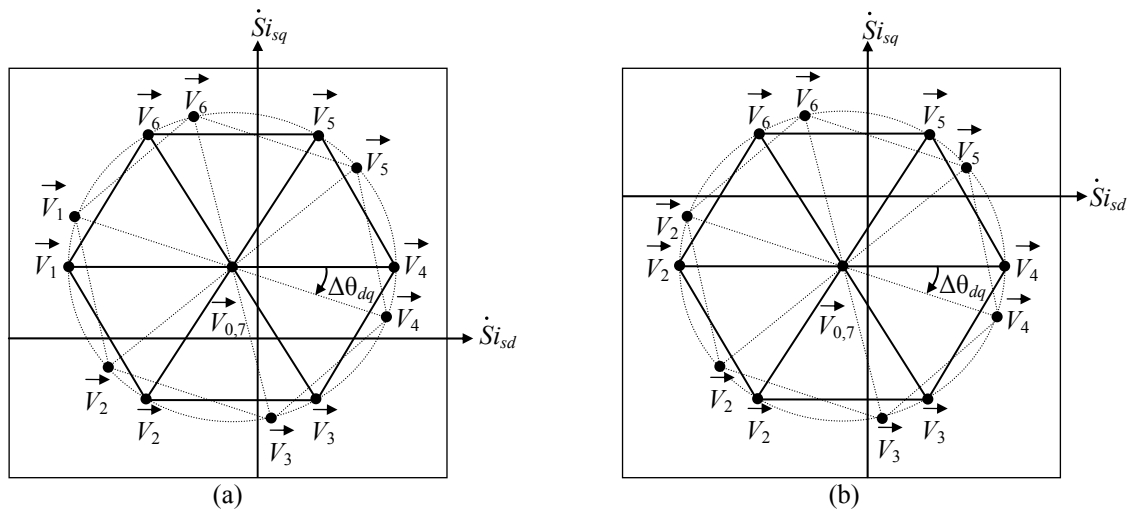


Fig.5.13. Evolution du lieu des dérivées des fonctions de commutation lors de la variation de l'angle  $\theta_{dq}$  (a)  $\omega_{dq} = 0.5\omega_n$  (b)  $\omega_{dq} = -0.5\omega_n$



Ainsi, il y a une périodicité naturelle qui apparaît en permutant la numérotation des vecteurs tension actifs. Par conséquent, il suffit de considérer un secteur de  $60^\circ$  de  $\theta_{dq}$ , et de transformer la solution obtenue pour ce secteur de façon cyclique suivant l'évolution de  $\theta_{dq}$ . D'où la nécessité de diviser le plan  $(\alpha, \beta)$  en six secteurs  $i$  ( $i=0..5$ ), comme le montre la figure 5.11. Ces secteurs sont répartis de façon à placer chaque vecteur tension actif au milieu de son propre secteur. Les secteurs déterminent le domaine dans lequel se trouve l'angle  $\theta_{dq}$ . Ainsi, il est possible de dresser une table contenant les vecteurs tension à appliquer pour les deux sens de rotation.

| $C_d$   |                   | 0                      | 1                                     | 0                      | 1                                     |
|---------|-------------------|------------------------|---------------------------------------|------------------------|---------------------------------------|
| $C_q$   |                   | 0                      | 0                                     | 1                      | 1                                     |
| $i = 0$ | $\omega_{dq} > 0$ | $\vec{V}_4, \vec{V}_5$ | $\vec{V}_1, \vec{V}_6, \vec{V}_{0,7}$ | $\vec{V}_3$            | $\vec{V}_2$                           |
|         | $\omega_{dq} < 0$ | $\vec{V}_5$            | $\vec{V}_6$                           | $\vec{V}_3, \vec{V}_4$ | $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_{0,7}$ |
| $i = 1$ | $\omega_{dq} > 0$ | $\vec{V}_5, \vec{V}_6$ | $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_{0,7}$ | $\vec{V}_4$            | $\vec{V}_3$                           |
|         | $\omega_{dq} < 0$ | $\vec{V}_6$            | $\vec{V}_1$                           | $\vec{V}_4, \vec{V}_5$ | $\vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_{0,7}$ |
| $i = 2$ | $\omega_{dq} > 0$ | $\vec{V}_1, \vec{V}_6$ | $\vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_{0,7}$ | $\vec{V}_5$            | $\vec{V}_4$                           |
|         | $\omega_{dq} < 0$ | $\vec{V}_1$            | $\vec{V}_2$                           | $\vec{V}_5, \vec{V}_6$ | $\vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_{0,7}$ |
| $i = 3$ | $\omega_{dq} > 0$ | $\vec{V}_1, \vec{V}_2$ | $\vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_{0,7}$ | $\vec{V}_6$            | $\vec{V}_5$                           |
|         | $\omega_{dq} < 0$ | $\vec{V}_2$            | $\vec{V}_3$                           | $\vec{V}_1, \vec{V}_6$ | $\vec{V}_4, \vec{V}_5$                |
| $i = 4$ | $\omega_{dq} > 0$ | $\vec{V}_2, \vec{V}_3$ | $\vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_{0,7}$ | $\vec{V}_1$            | $\vec{V}_6$                           |
|         | $\omega_{dq} < 0$ | $\vec{V}_3$            | $\vec{V}_4$                           | $\vec{V}_1, \vec{V}_2$ | $\vec{V}_5, \vec{V}_6, \vec{V}_{0,7}$ |
| $i = 5$ | $\omega_{dq} > 0$ | $\vec{V}_3, \vec{V}_4$ | $\vec{V}_5, \vec{V}_6, \vec{V}_{0,7}$ | $\vec{V}_2$            | $\vec{V}_1$                           |
|         | $\omega_{dq} < 0$ | $\vec{V}_4$            | $\vec{V}_5$                           | $\vec{V}_2, \vec{V}_3$ | $\vec{V}_1, \vec{V}_6, \vec{V}_{0,7}$ |

Tab.5.1. Table de commutation valable dans les deux sens de rotation pour le contrôle des composantes  $d$  et  $q$  du vecteur courant statorique

La table de commutation donnée par le tableau 5.1 est élaborée en analysant la figure 5.12. Cette table assure le contrôle des composantes  $d$  et  $q$  du vecteur courant statorique et est valable dans les deux sens de rotation. Par ailleurs, elle donne une idée générale sur les vecteurs tension à appliquer à chaque instant de façon que les composantes  $d$  et  $q$  du vecteur courant statorique soient attirées vers leurs références. En revanche, cette table ne peut pas être utilisée comme telle dans un algorithme de contrôle. Pour ce faire, il est indispensable d'affiner la table de commutation, et ce en tenant compte des critères imposés par le cahier des charges de l'application considérée.

Une stratégie simple qui favorise le contrôle simultané des composantes  $d$  et  $q$  du vecteur courant statorique et qui permet d'affiner la table de commutation est proposée dans le paragraphe suivant. Cette stratégie peut être illustrée en prenant le cas où l'axe  $d$  se trouve dans le secteur ( $i = 0$ ) et lorsque les variables logiques  $C_d$  et  $C_q$  sont au niveau logique haut. Pour un fonctionnement à une vitesse positive, c'est le vecteur  $\vec{V}_2$  qui répond bien au cas présenté. En revanche, les vecteurs  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_2$  et  $\vec{V}_{0,7}$  peuvent satisfaire la demande précédente pour un fonctionnement à une vitesse négative. Dans ce cas, le vecteur sélectionné est le vecteur  $\vec{V}_2$  qui est valable dans les deux sens de rotation. Ce même raisonnement s'applique à tous les cas de figure, ce qui donne naissance à la table de commutation simplifiée (donnée dans le tableau 5.2). Cette table est valable pour les deux sens de rotation.

|         |             |             |             |             |
|---------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| $C_d$   | 0           | 1           | 0           | 1           |
| $C_q$   | 0           | 0           | 1           | 1           |
| $i = 0$ | $\vec{V}_5$ | $\vec{V}_6$ | $\vec{V}_3$ | $\vec{V}_2$ |
| $i = 1$ | $\vec{V}_6$ | $\vec{V}_1$ | $\vec{V}_4$ | $\vec{V}_3$ |
| $i = 2$ | $\vec{V}_1$ | $\vec{V}_2$ | $\vec{V}_5$ | $\vec{V}_4$ |
| $i = 3$ | $\vec{V}_2$ | $\vec{V}_3$ | $\vec{V}_6$ | $\vec{V}_5$ |
| $i = 4$ | $\vec{V}_3$ | $\vec{V}_4$ | $\vec{V}_1$ | $\vec{V}_6$ |
| $i = 5$ | $\vec{V}_4$ | $\vec{V}_5$ | $\vec{V}_2$ | $\vec{V}_1$ |

Tab.5.2. Table de commutation simplifiée valable dans les deux sens de rotation pour le contrôle des composantes  $d$  et  $q$  du vecteur courant statorique

La structure générale de contrôle de la commande directe par mode de glissement du vecteur courant statorique d'une machine synchrone dans le plan  $dq$  est donnée par la figure 5.14. Deux comparateurs à signe sont utilisés pour déterminer l'état logique des variables  $C_d$  et  $C_q$ . L'entrée des comparateurs à signe sont les fonctions de commutation  $S_{isd}$  et  $S_{isq}$ . Ces fonctions sont déterminées en effectuant la différence entre les composantes de référence et celles mesurées du vecteur courant statorique exprimées dans le plan  $dq$ . La table de commutation de la structure de contrôle est adressée par les variables logiques  $C_d$  et  $C_q$  ainsi que le numéro du secteur dans lequel se trouve l'axe  $d$ . Ce dernier est déterminé à partir de la mesure de l'angle  $\theta_{dq}$ .

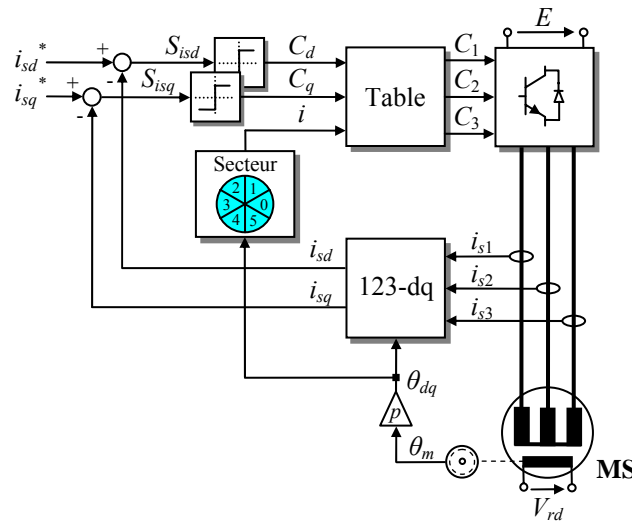


Fig.5.14. Schéma bloc de la commande directe par mode de glissement du vecteur courant statorique exprimé dans le plan  $dq$

La figure 5.15 présente les résultats de simulation obtenus suite à l'application d'échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de 0 à  $+I_{sn}$  à  $t=0$  s, de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  à  $t=0.3$  s et de  $-I_{sn}$  à  $+I_{sn}$  à  $t=0.7$  s). Durant les essais de simulation, la période d'échantillonnage  $T_e$  est égale à  $100 \mu s$  et la tension du bus continue est fixée à 540 V. La figure 5.15.b montre que la commande directe par mode de glissement permet d'avoir une dynamique de changement de la composante  $i_{sq}$  très rapide (de l'ordre de 2 ms), et ce quel que soit le sens de rotation. Par ailleurs, il est à noter que le transitoire des courants statoriques  $i_{s1}$ ,  $i_{s2}$  et  $i_{s3}$  s'effectue sans perturbation et sans présence de pics de courant (figure 5.15.a).

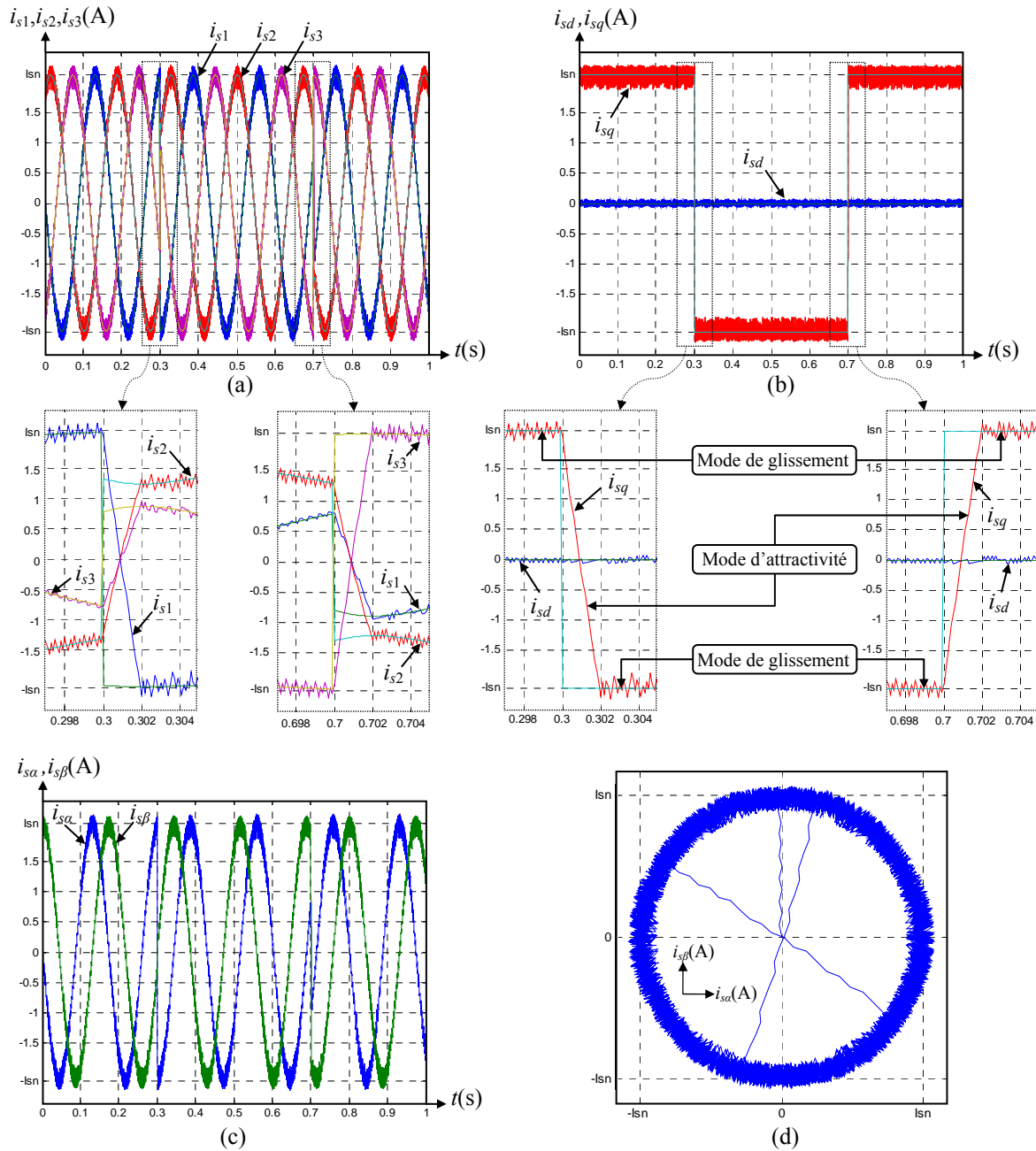


Fig.5.15. Résultats de simulation de la commande directe par mode de glissement lors de l'application d'échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  et de  $-I_{sn}$  à  $+I_{sn}$ ) ( $E=540V$ ,  $T_e=100 \mu s$ )  
 (a) Evolution des courants statoriques (b) Evolution des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  (c) Evolution des composantes  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$  (d) Lieu du vecteur courant statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$

### 5.3.1.2. Implantation sur cible FPGA de la commande directe par mode de glissement

La figure 5.16 présente l'architecture développée de l'algorithme de commande directe par mode de glissement. L'unité de contrôle globale de cette architecture assure le contrôle de trois modules : Le premier est le module interface A/N, le deuxième est le module interface codeur et le troisième est le module de la commande directe par mode de glissement. Le mode de fonctionnement des deux premiers modules est détaillé dans les chapitres précédents. La figure 5.17.a présente le diagramme temporel correspondant au mode de fonctionnement de l'architecture développée. Dans un premier temps, l'unité de contrôle globale active parallèlement les modules de l'interface A/N et de l'interface codeur. Le temps de calcul de

l'interface A/N ( $t_{A/N}$ ) étant plus grand que celui de l'interface codeur ( $t_{Cod}$ ), l'unité de contrôle globale active le module de la commande directe par mode de glissement lorsque le module de l'interface A/N indique la fin de calcul de ses données de sortie. Le module de la commande directe par mode de glissement quant à lui est piloté par sa propre unité de contrôle. Cette dernière active en premier lieu et parallèlement les modules de la transformation de Park (123-dq) et du secteur. Les temps de calcul de ces modules sont respectivement  $t_{123-dq}$  et  $t_S$ . Le module de la transformation de Park (123-dq) permet de calculer les composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  du vecteur courant statorique, tandis que celui du secteur permet de déterminer le numéro du secteur dans lequel se trouve l'axe  $d$ . Par la suite, lorsque le module de la transformation de Park (123-dq) indique la fin de son calcul, les deux modules identiques de comparateurs à signes sont activés en parallèle. Ils possèdent un même temps de calcul égal à  $t_{CS}$  et assurent le calcul des variables logiques  $C_d$  et  $C_q$ . Finalement, lorsque les modules des comparateurs à signe indiquent que les variables  $C_d$  et  $C_q$  sont calculées, le module de la table de commutation est activé. Ce dernier a un temps de calcul égal à  $t_{Tab}$ . Il permet par la suite la génération des signaux de commande  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$ .

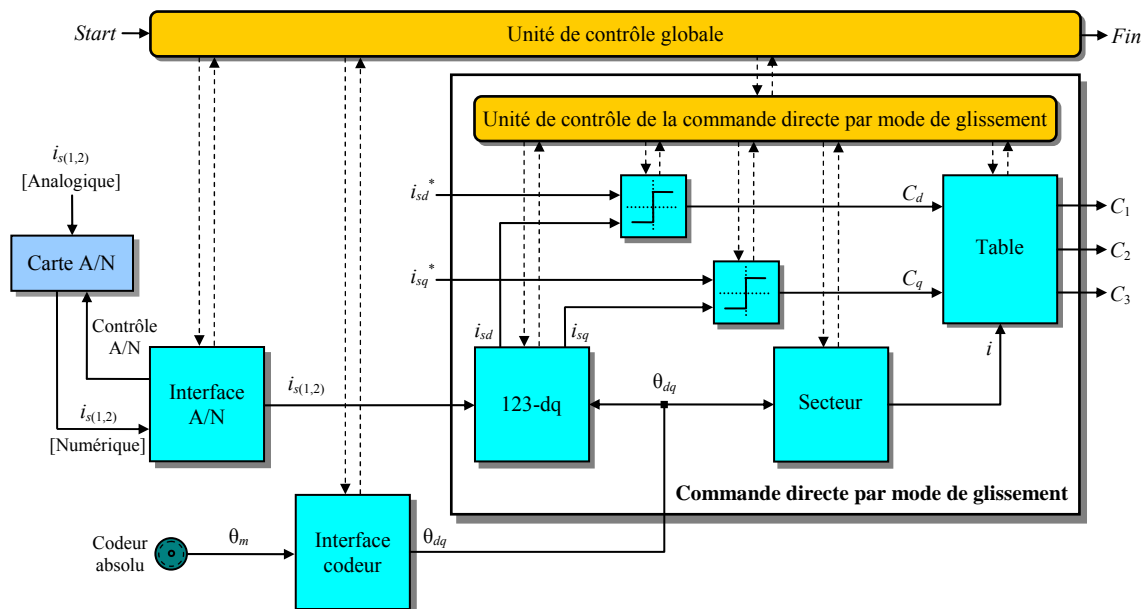


Fig.5.16. Architecture de la commande directe par mode de glissement

| Module   | Latence                     | Temps de calcul           |
|--|-----------------------------|---------------------------|
| Interface A/N                                  | 120                         | $t_{A/N} = 2.4 \mu s$     |
| Interface codeur                               | 2                           | $t_{Cod} = 0.04 \mu s$    |
| 123-dq   | 16                          | $t_{123-dq} = 0.32 \mu s$ |
| Comparateur à signe                            | 3                           | $t_{CS} = 0.08 \mu s$     |
| Secteur  | 4                           | $t_S = 0.08 \mu s$        |
| Table  | 4                           | $t_{Tab} = 0.06 \mu s$    |
| $t_{MGD} = t_{123-dq} + t_{CS} + t_{Tab}$      |                             | $t_{MGD} = 0.46 \mu s$    |
| Temps d'exécution $T_{ex} = t_{A/N} + t_{MGD}$ |                             | $T_{ex} = 2.86 \mu s$     |
| Ressources consommées                          | Nombre de slices            | 971 de 5376 (18%)         |
|  | Multiplieurs câblés (18x18) | 2 de 16 (12%)             |
|  | Mémoires Ram                | 12%                       |

Tab.5.3. Performances de l'architecture de la commande directe par mode de glissement

Le tableau 5.3 et la figure 5.17.b présentent les performances en termes de temps de calcul et de consommation de ressources, obtenues lors de l'implantation de l'architecture de commande directe par mode de glissement. Les ressources consommées sont obtenues pour un format à virgule fixe 13/Q12. Le temps de calcul total,  $t_{MGD}$ , du module de la commande directe par mode de glissement est égal à 0.46  $\mu s$ . En ajoutant le temps de conversion analogique numérique  $t_{A/N}$ , le temps d'exécution total  $T_{ex}$  de l'architecture de commande directe par mode de glissement est égal à 2.86  $\mu s$ .

Il est à noter que le mode de fonctionnement ainsi réalisé est similaire à celui des commandes ON-OFF à fréquence de commutation limitée. En effet les signaux de commande  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  sont calculés à chaque période d'échantillonnage et sont délivrés après un temps d'exécution égal à  $T_{ex}$ . Par conséquent, la fréquence de commutation est variable et est limitée à la moitié de la fréquence d'échantillonnage  $F_e$ .

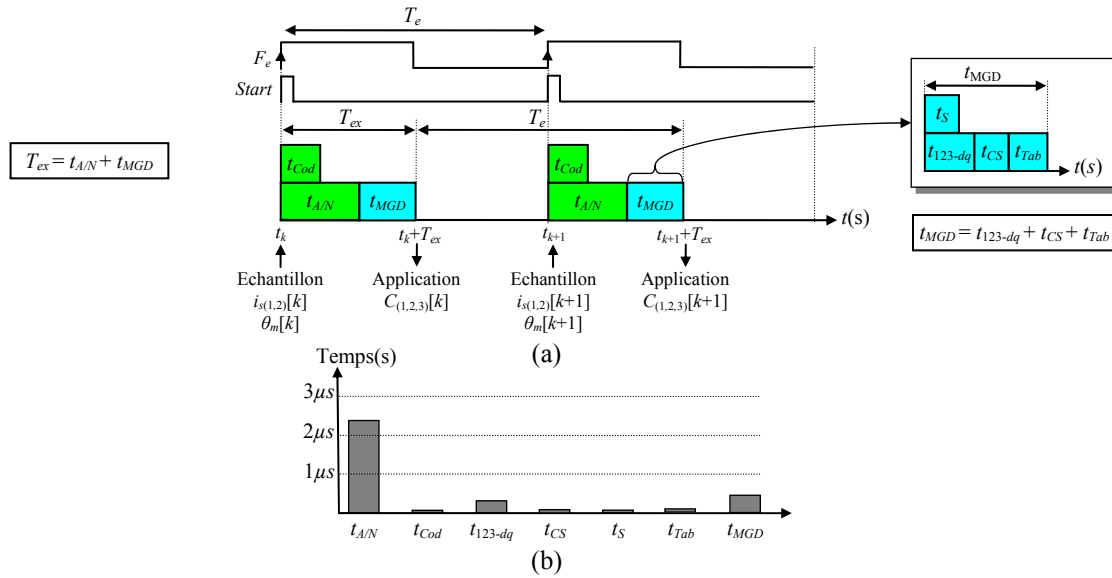


Fig.5.17. (a) Diagramme temporel de l'architecture de la commande directe par mode de glissement  
(b) Temps de calcul des différents modules de l'architecture de commande directe par mode de glissement

### 5.3.1.3. Résultats expérimentaux

Durant les essais expérimentaux, la fréquence d'échantillonnage de l'architecture de commande est fixée à 10 kHz. La tension du bus continu  $E$  quant à elle est égale à 540V. Les figures 5.18.a et 5.18.b présentent l'allure des courants statoriques obtenus pour une référence  $i_{sq}^*$  égale au courant nominal tout en maintenant la référence  $i_{sd}^*$  égale à zéro. Le TDH obtenu pour les courants statoriques est autour de 9.93%. Les figures 5.18.c et 5.18.d présentent respectivement l'allure des composantes  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$  ainsi que le lieu du vecteur courant statorique.

La figure 5.19 montre la réponse des composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  du vecteur courant statorique ainsi que l'allure des courants statoriques  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  lors de l'application d'échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  et de  $-I_{sn}$  à  $+I_{sn}$ ). Cette figure donne également une idée sur les performances dynamiques des transitoires de courant lors de l'application de ces échelons sur la référence. Il est à noter que le régime transitoire s'effectue en un temps très court, inférieur à 2 ms.

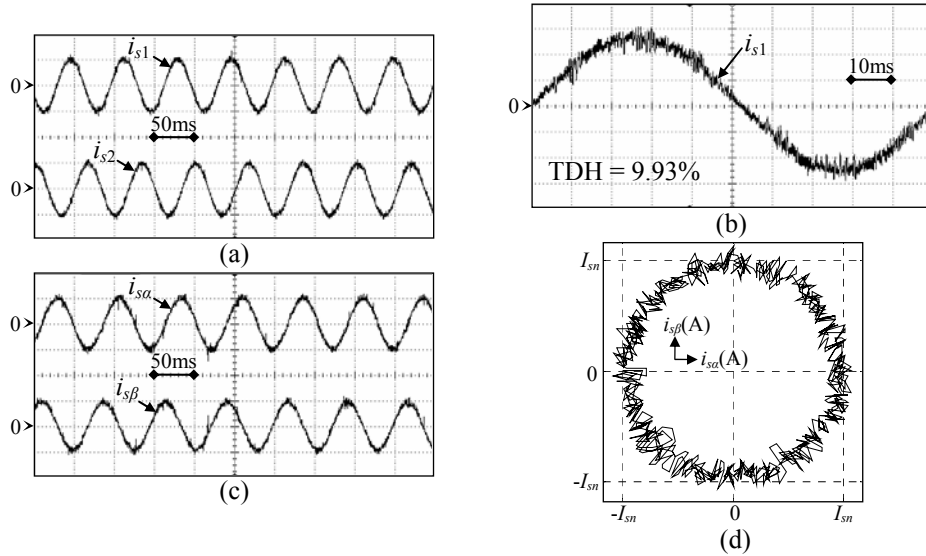


Fig.5.18. (a) Allure des courants  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  (b) Allure du courant  $i_{s1}$  (c) Allure des composantes  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$  (d) Lieu du vecteur courant statorique

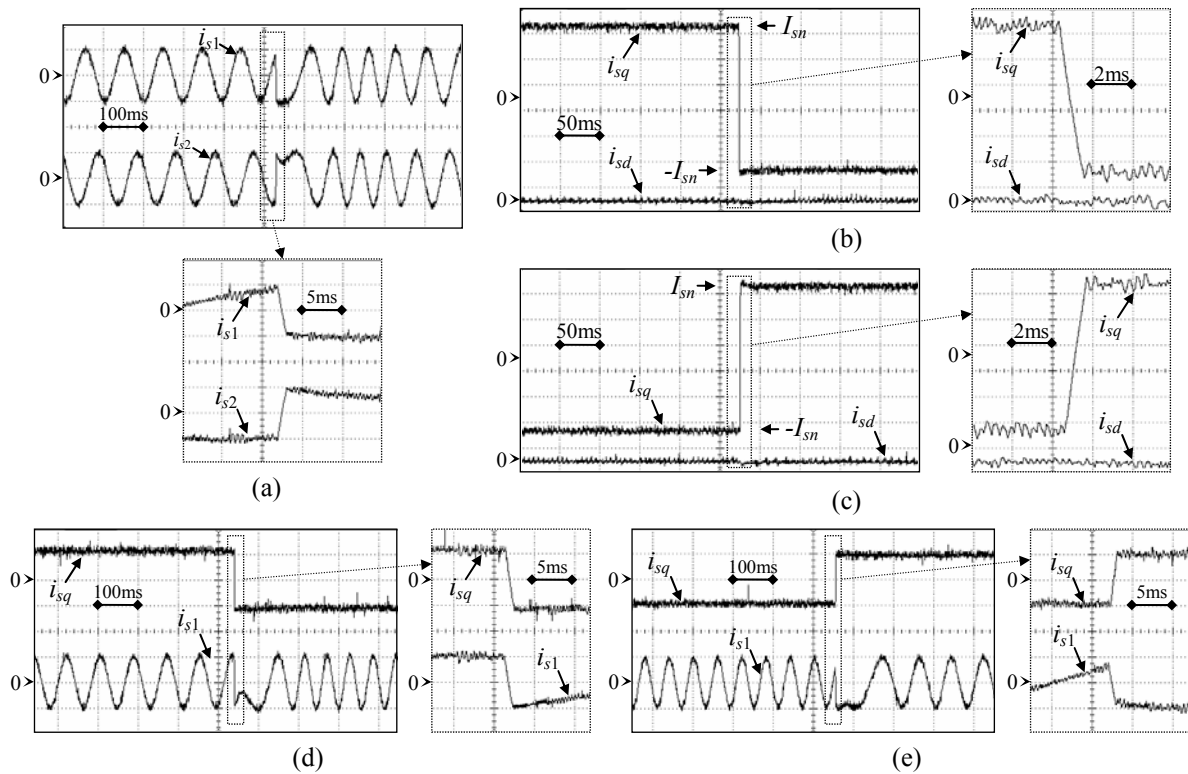


Fig.5.19. Réponses à des échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  et de  $-I_{sn}$  à  $+I_{sn}$ )  
( $E=540V, T_e=100\mu s, T_{ex}=2.86\mu s$ )

(a) Allure des courants  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  (b-c) Allure des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  (d-e) Allure des courants  $i_{sq}$  et  $i_{s1}$

La figure 5.20 présente l'allure obtenue pour les tensions simples  $V_{s1}$  et  $V_{s2}$ , et ce pour une vitesse de rotation angulaire égale à  $2\omega_n/3$  (figure 5.20.a) et à  $\omega_n/3$  (figure 5.20.b). Le lieu des vecteurs tension appliqués est donné par la figure 5.20.c. Comme le montre cette figure, uniquement les vecteurs actifs sont appliqués tandis que les vecteurs nuls ne le sont pas. Ceci est dû au fait que la table de commutation utilisée (celle donnée par la tableau 5.2) n'utilise pas de vecteurs nuls.

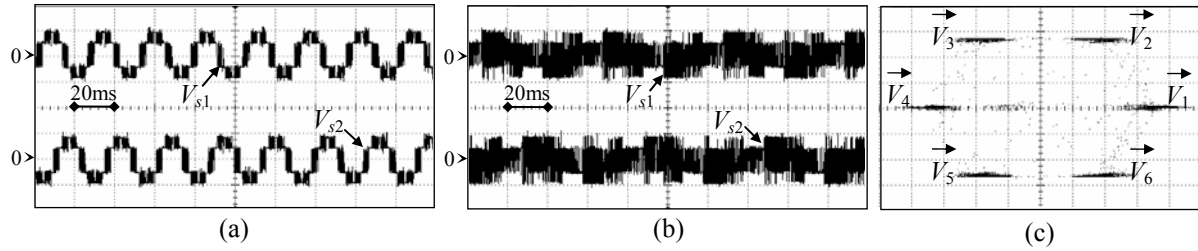


Fig.5.20. (a-b) Allure des tensions simples  $V_{s1}$  et  $V_{s2}$  (a)  $\omega=2\omega_n/3$  (b)  $\omega=\omega_n/3$   
(c) Lieu du vecteur tension statorique

### 5.3.2. Commande indirecte par mode de glissement du vecteur courant statorique d'une machine synchrone

#### 5.3.2.1. Synthèse de la commande indirecte par mode de glissement

La commande indirecte par mode de glissement du vecteur courant statorique d'une machine synchrone assure le calcul des composantes directe et transverse du vecteur tension référence exprimé dans le plan  $dq$ . Ces composantes sont par la suite appliquées aux bornes des phases statoriques de la machine synchrone à travers un étage intermédiaire de modulation de largeur d'impulsions (MLI). Comme mentionné dans le paragraphe 5.2.2.3, le développement d'une telle loi de commande doit satisfaire simultanément les conditions d'invariance et d'attractivité données par l'équation (5.18). Par ailleurs, le développement de cette loi de commande peut être effectué en se basant sur l'exemple illustratif de la commande par mode de glissement du courant d'une charge RLE. En effet, en considérant les termes  $-\omega_{dq}\Phi_{sq}$  et  $\omega_{dq}\Phi_{sd}$  comme étant des termes de forces électromotrices induites sur respectivement l'axe  $d$  et  $q$ , les expressions des dérivées des fonctions de commutation  $\dot{S}_{isd}$  et  $\dot{S}_{isq}$ , données par les équations (5.34) et (5.38), sont semblables à celle de la dérivée de la fonction de commutation  $\dot{S}(i)$  donnée par la relation (5.20). Ainsi, la commande indirecte par mode de glissement des composantes directe et transverse du vecteur courant statorique peut être effectuée en reprenant sur chacun des axes  $d$  et  $q$  la même démarche utilisée pour la synthèse de la commande indirecte par mode de glissement du courant d'une charge RLE. Par conséquent, chacune des composantes  $V_{sd}^*$  et  $V_{sq}^*$  du vecteur tension de référence  $\vec{V}_{sdq}^*$  (exprimé dans le plan  $dq$ ) est composée de deux termes comme le montre les équations (5.43) et (5.44). Le premier terme correspond au vecteur de tension équivalent ( $V_{sd\acute{e}q}$  pour la composante  $V_{sd}^*$  et  $V_{sq\acute{e}q}$  pour la composante  $V_{sq}^*$ ) qui est actif en régime permanent, tandis que le deuxième terme correspond au vecteur de tension attractif ( $V_{sdatt}$  pour la composante  $V_{sd}^*$  et  $V_{sqatt}$  pour la composante  $V_{sq}^*$ ) qui est actif en régime transitoire.

$$V_{sd}^* = V_{sd\acute{e}q} + V_{sdatt} \quad (5.43)$$

$$V_{sq}^* = V_{sq\acute{e}q} + V_{sqatt} \quad (5.44)$$

Pour que les trajectoires des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  restent sur leurs surfaces de glissement respectives ( $S_{isd} = 0$ ) et ( $S_{isq} = 0$ ), il faut appliquer les vecteurs tension  $V_{sd\acute{e}q}$  et  $V_{sq\acute{e}q}$  sur respectivement l'axe  $d$  et l'axe  $q$ . Ces vecteurs peuvent être calculés en tenant compte des conditions d'invariance suivantes :

$$S_{isd} = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S}_{isd} = -\frac{di_{sd}}{dt} = 0 \quad (5.45)$$

$$S_{isq} = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S}_{isq} = -\frac{di_{sq}}{dt} = 0 \quad (5.46)$$

L'application des conditions d'invariance données par les équations précédentes permet la détermination des composantes  $V_{sd\acute{e}q}$  et  $V_{sq\acute{e}q}$  comme suit :

$$\begin{cases} S_{isd} = (i_{sd}^* - i_{sd}) = 0 \\ \dot{S}_{isd} = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i_{sd}^* = i_{sd} \\ \frac{dS_{isd}}{dt} = -\frac{1}{L_{sd}}(V_{sd\acute{e}q} - R_s i_{sd} + \omega_{dq} \Phi_{sq}) = 0 \end{cases} \quad (5.47)$$

$$\Rightarrow V_{sd\acute{e}q} = R_s i_{sd} - \omega_{dq} \Phi_{sq} = R_s i_{sd}^* - \omega_{dq} \Phi_{sq}$$

$$\begin{cases} S_{isq} = (i_{sq}^* - i_{sq}) = 0 \\ \dot{S}_{isq} = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i_{sq}^* = i_{sq} \\ \frac{dS_{isq}}{dt} = -\frac{1}{L_{sq}}(V_{sq\acute{e}q} - R_s i_{sq} - \omega_{dq} \Phi_{sd}) = 0 \end{cases} \quad (5.48)$$

$$\Rightarrow V_{sq\acute{e}q} = R_s i_{sq} + \omega_{dq} \Phi_{sd} = R_s i_{sq}^* + \omega_{dq} \Phi_{sd}$$

En tenant compte des dérivées des fonctions de commutation  $\dot{S}_{isd}$  et  $\dot{S}_{isq}$  dans les formules de contrôle, les nouvelles composantes  $V_{sd}^*$  et  $V_{sq}^*$ , sur respectivement l'axe  $d$  et l'axe  $q$ , peuvent être déduits à partir des équations (5.34) et (5.38) en procédant de la manière suivante :

$$V_{sd}^* = R_s i_{sd}^* - \omega_{dq} \Phi_{sq} - L_{sd} \frac{dS_{isd}}{dt} = V_{sd\acute{e}q} + V_{sdatt} \quad (5.49)$$

$$V_{sq}^* = R_s i_{sq}^* + \omega_{dq} \Phi_{sd} - L_{sq} \frac{dS_{isq}}{dt} = V_{sq\acute{e}q} + V_{sqatt} \quad (5.50)$$

A partir de l'équation (5.49) (respectivement (5.50)), le vecteur tension attractif  $V_{sdatt}$  (respectivement  $V_{sqatt}$ ) de la composante directe  $V_{sd}^*$  (respectivement transverse  $V_{sq}^*$ ) du vecteur tension de référence fait intervenir la dérivée de la fonction de commutation  $\dot{S}_{isd}$  (respectivement  $\dot{S}_{isq}$ ). En choisissant une structure d'attractivité à vitesse constante et à action proportionnelle comme celle donnée par la relation (5.16), les expressions des composantes  $V_{sdatt}$  et  $V_{sqatt}$  sont données par les relations suivantes :

$$V_{sdatt} = -L_{sd}(-Q_d \text{signe}(S_{isd}) - K_d S_{isd}) \quad (5.51)$$

$$V_{sqatt} = -L_{sq}(-Q_q \text{signe}(S_{isq}) - K_q S_{isq}) \quad (5.52)$$

Où  $Q_d$ ,  $Q_q$ ,  $K_d$  et  $K_q$  sont des réels positifs.

A partir des équations (5.47), (5.48), (5.49), (5.50), (5.51) et (5.52), l'expression des composantes  $d$  et  $q$  du vecteur tension de référence exprimé dans le plan  $dq$  s'écrivent comme suit :



$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} V_{sd}^* \\ V_{sq}^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} V_{sd\acute{e}q} \\ V_{sq\acute{e}q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{sdatt} \\ V_{sqatt} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sd}^* \\ i_{sq}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_{dq} \Phi_{sq} \\ \omega_{dq} \Phi_{sd} \end{bmatrix} \\
- \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_d & 0 \\ 0 & Q_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(S_{isd}) \\ \text{sgn}(S_{isq}) \end{bmatrix} &- \begin{bmatrix} K_d & 0 \\ 0 & K_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{isd} \\ S_{isq} \end{bmatrix}
\end{aligned} \quad (5.53)$$

En appliquant le vecteur tension de référence donné par la relation précédente, le résultat du produit de chacune des fonctions de commutation  $S_{isd}$  et  $S_{isq}$  par sa propre dérivée est donné par les relations suivantes :

$$S_{isd} \dot{S}_{isd} = -\frac{R_s}{L_{sd}} S_{isd}^2 - Q_d S_{isd} \text{sgn}(S_{isd}) - K_d S_{isd}^2 \quad (5.54)$$

$$S_{isq} \dot{S}_{isq} = -\frac{R_s}{L_{sq}} S_{isq}^2 - Q_q S_{isq} \text{sgn}(S_{isq}) - K_q S_{isq}^2 \quad (5.55)$$

Chacun des produits  $S_{isd} \dot{S}_{isd}$  et  $S_{isq} \dot{S}_{isq}$  est constitué de la somme de trois termes négatifs. Les produits  $S_{isd} \dot{S}_{isd}$  et  $S_{isq} \dot{S}_{isq}$  sont donc négatifs et la condition d'attractivité donnée par la relation (5.16) est satisfaite quelque soit le signe des fonctions de commutation  $S_{isd}$  et  $S_{isq}$ . Dans ce cas, les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  tendent vers leurs surfaces de glissement ( $S_{isd}=0$ ) et ( $S_{isq}=0$ ). La structure générale de commande indirecte par mode de glissement du vecteur courant statorique d'une machine synchrone dans le plan  $dq$  est donnée par la figure 5.21. Les figures 5.21.a et 5.21.b présentent les schémas blocs pour la détermination des composantes  $V_{sd}^*$  et  $V_{sq}^*$  du vecteur tension de référence sur chacun des axes  $d$  et  $q$ .

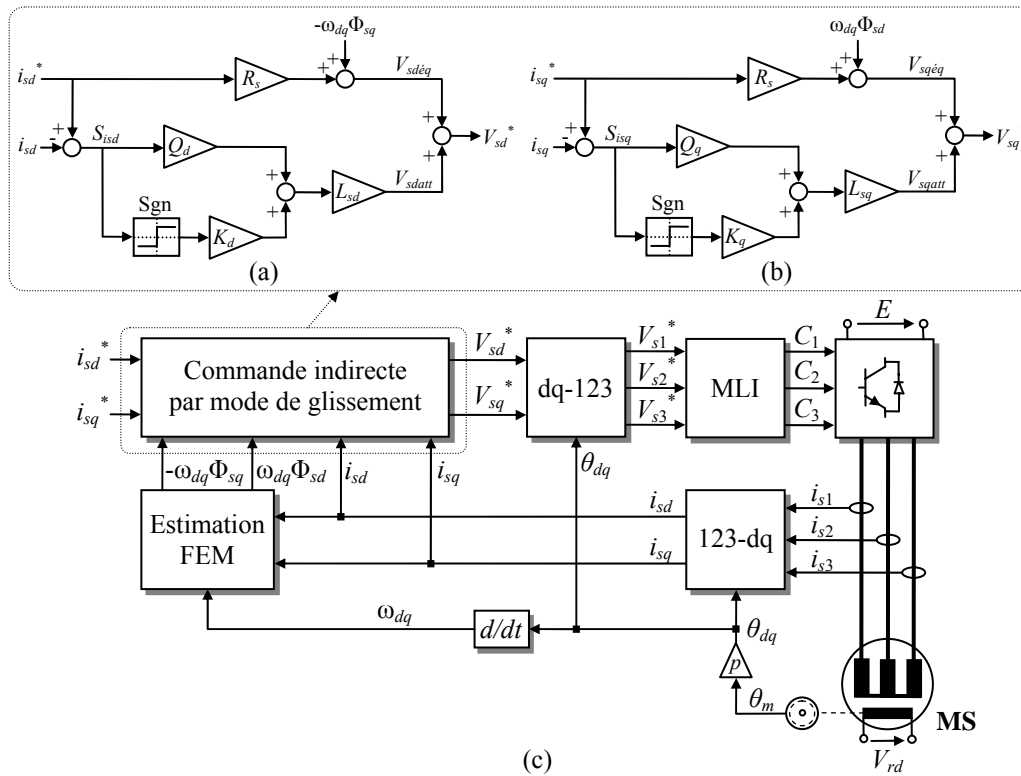


Fig.5.21. (a) Détermination de  $V_{sd}^*$  (b) Détermination de  $V_{sq}^*$  (c) Schéma bloc de la commande indirecte par mode de glissement du vecteur courant statorique d'une machine synchrone

La figure 5.22 présente les résultats de simulation obtenus suite à l'application d'échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de 0 à  $+I_{sn}$  à  $t=0s$ , de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  à  $t=0.3s$  et de  $-I_{sn}$  à  $+I_{sn}$  à  $t=0.7s$ ). La fréquence de la MLI est égale à 5 kHz. Il est à noter que la dynamique du transitoire est moins bonne que celle obtenue avec une commande directe par mode de glissement. Cependant le courant présente une meilleure qualité de régulation en régime permanent avec beaucoup moins d'oscillations.

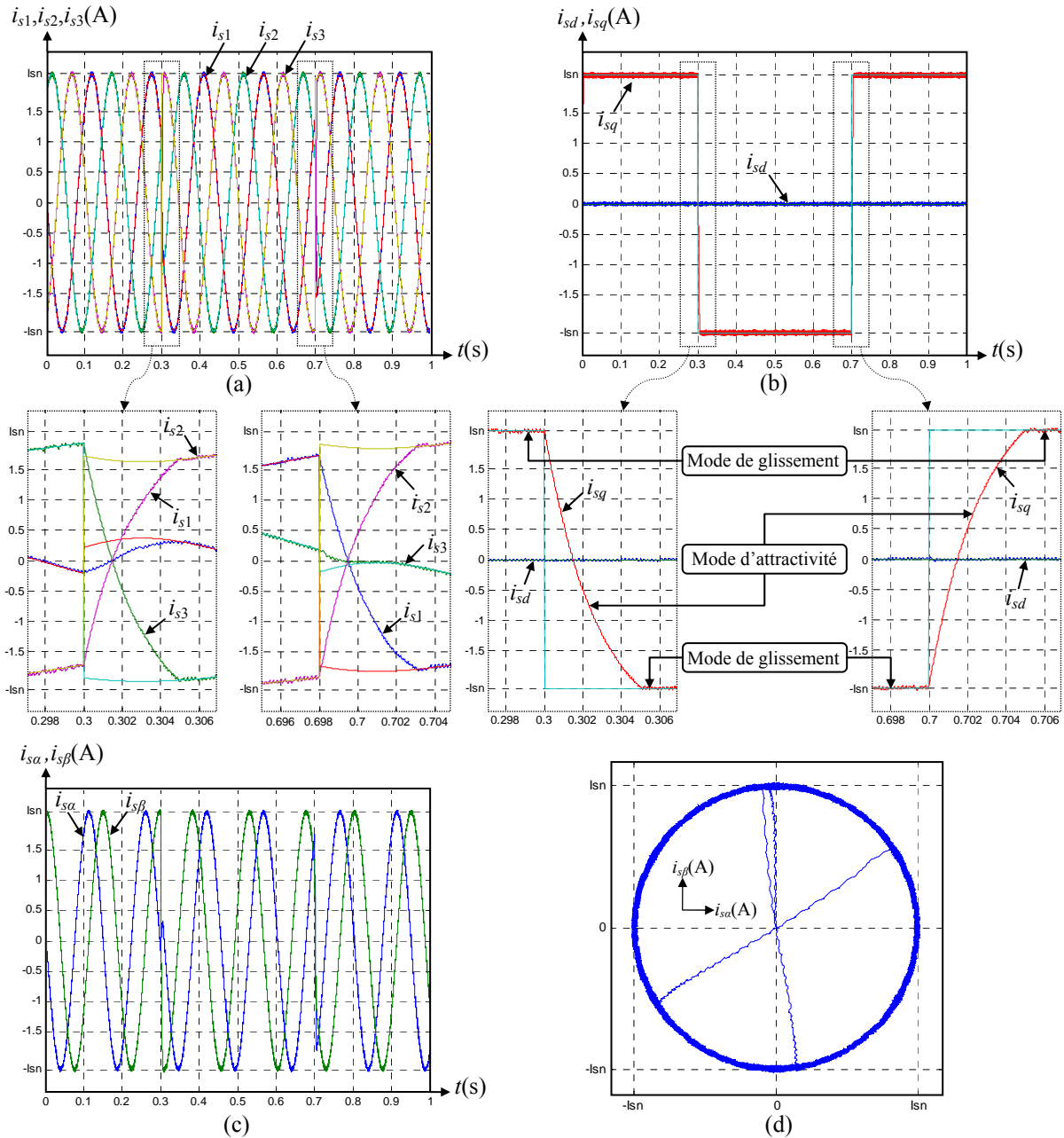


Fig.5.22. Résultats de simulation de la commande indirecte par mode de glissement lors de l'application d'échelon de courant  $+I_{sn}$  et  $-I_{sn}$  sur  $i_{sq}^*$  ( $E=540V$ , Fréquence MLI=5kHz) ( $K_d=300$ ,  $Q_d=300$ ,  $K_q=300$  et  $Q_q=300$ ) (a) Evolution des courants statoriques (b) Evolution des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  (c) Evolution des composantes  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$  (d) Lieu du vecteur courant statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$

Il est à remarquer aussi que le choix des coefficients  $Q_d$ ,  $K_d$ ,  $Q_q$  et  $K_q$  peut être effectué selon plusieurs critères, à savoir :

- Le module du vecteur tension de référence ne doit pas dépasser l'amplitude maximale que peut générer l'onduleur de tension commandé en MLI. La MLI utilisée dans le cadre de ce travail étant une MLI sinus-triangle, le module du vecteur tension de référence doit être toujours inférieure à  $E/2$ .
- Les coefficients choisis doivent assurer une bonne robustesse vis-à-vis des variations paramétriques. Plus les coefficients choisis sont plus grands, plus la commande présente une meilleure robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- Les coefficients choisis ne doivent pas causer de fortes oscillations du courant. En effet, les oscillations du courant sont d'autant plus importantes que les coefficients choisis sont plus grands. Ceci est dû au fait que l'augmentation de ces coefficients provoque une augmentation de l'amplitude du vecteur tension contrôlé. L'augmentation de ce dernier aura pour effet une augmentation de la dynamique du courant et par la suite des oscillations du courant.

Les coefficients choisis sont  $k_d=300$ ,  $Q_d=300$ ,  $K_q=300$  et  $Q_q=300$ . Le choix de ces coefficients est le résultat de plusieurs simulations successives, et ce en tenant compte particulièrement des deux premiers critères pour le choix des coefficients. Les coefficients ainsi choisis permettent aux grandeurs contrôlées de suivre leurs références pour une erreur de l'ordre de 100% sur les paramètres statoriques de la machine synchrone ( $L_{sd}$ ,  $L_{sq}$  et  $R_s$ ). La dynamique obtenue lors du choix de ces coefficients est de l'ordre 5 ms.

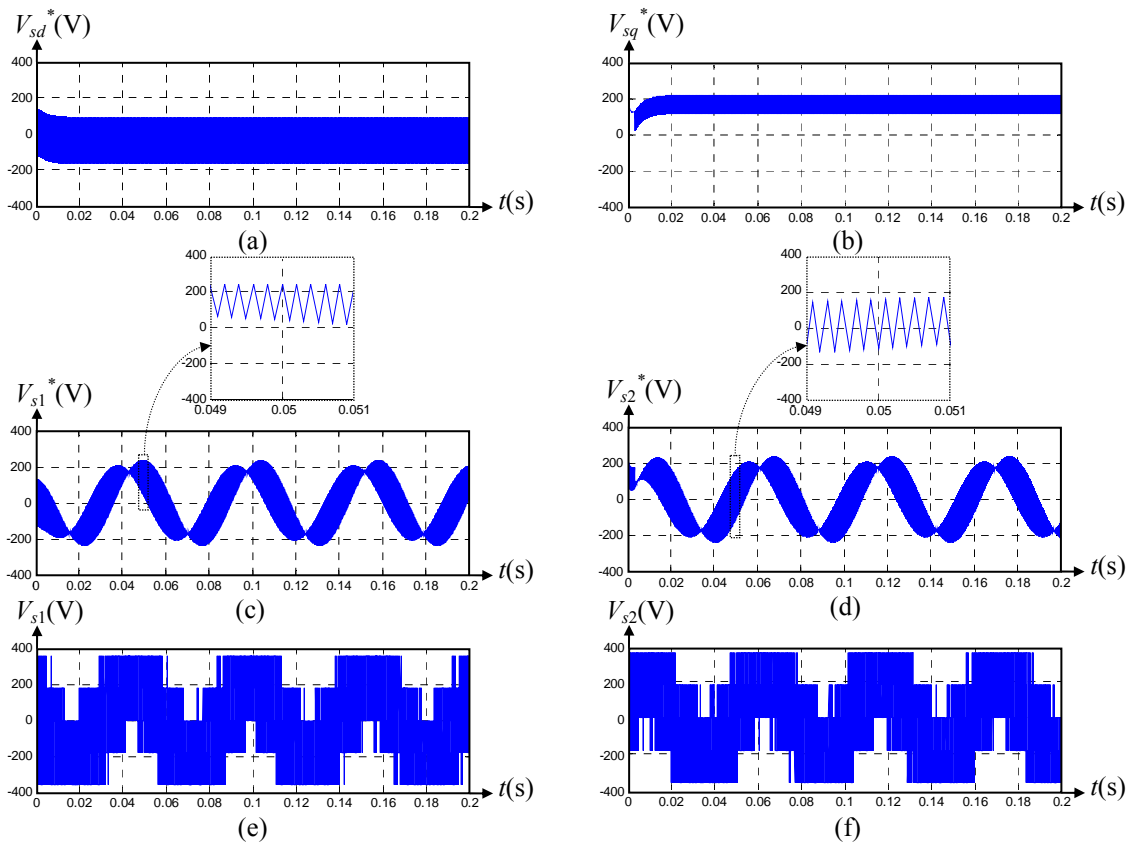


Fig.5.23. (Fréquence MLI=5kHz,  $E=540V$ ) ( $K_d=300$ ,  $Q_d=300$ ,  $K_q=300$  et  $Q_q=300$ )  
 (a) Allure de la tension de référence  $V_{sd}^*$  (b) Allure de la tension de référence  $V_{sq}^*$   
 (c) Allure de la tension de référence  $V_{sl}^*$  (d) Allure la tension de référence  $V_{sl}^*$   
 (e) Allure de la tension simple  $V_{sl}$  (f) Allure la tension simple  $V_{sl}$

Les figures 5.23.c et 5.23.d présentent l'allure des tensions de référence  $V_{s1}^*$  et  $V_{s2}^*$  obtenues. Contrairement au cas d'un contrôle vectoriel, ces tensions ne sont pas sinusoïdales et présentent des oscillations de hautes fréquences. Ceci est dû au fait que les tensions  $V_{sd}^*$  et  $V_{sq}^*$ , données par respectivement la figure 5.23.a et 5.23.b, présentent des oscillations à leur tour. Ces oscillations sont dues aux changements de signe des fonctions de commutation  $S_{isd}$  et  $S_{isq}$ . Il est à noter aussi que l'amplitude de ces oscillations dépend fortement du choix des coefficients  $Q_d$ ,  $K_d$ ,  $Q_q$  et  $K_q$ . Dans ce cas, si les tensions de référence  $V_{s1}^*$ ,  $V_{s2}^*$  et  $V_{s3}^*$  attaquent directement l'étage de MLI, la fréquence de commutation ne sera pas fixe et sera tributaire de la fréquence d'oscillations de ces tensions de référence. Un tel mode de fonctionnement engendre de hautes fréquences de commutation et peut, dans certains cas, avoir des conséquences néfastes sur le bon fonctionnement de l'onduleur de tension. Pour remédier à ce problème, il est impératif d'utiliser un étage intermédiaire d'échantillonneur bloqueur qui assurera le rafraîchissement des tensions de référence uniquement aux sommets du signal de la porteuse. Les figures 5.23.e et 5.23.f présentent l'allure des tensions simples  $V_{s1}$  et  $V_{s2}$  générées par l'onduleur de tension avec l'utilisation d'un échantillonneur bloqueur. Ce dernier rafraîchi les tensions de référence aux sommets de la porteuse avec une période d'échantillonnage égale à  $T_{MLI}/2$ ,  $T_{MLI}$  étant la période de la porteuse de la MLI.

### 5.3.2.2. Implantation sur cible FPGA de la commande indirecte par mode de glissement

La figure 5.24 présente l'architecture développée correspondant à l'algorithme de commande indirecte par mode de glissement. L'unité de contrôle globale de cette architecture assure le contrôle de trois modules : Le premier est le module interface A/N, le deuxième est le module interface codeur et le troisième est le module de la commande indirecte par mode de glissement.

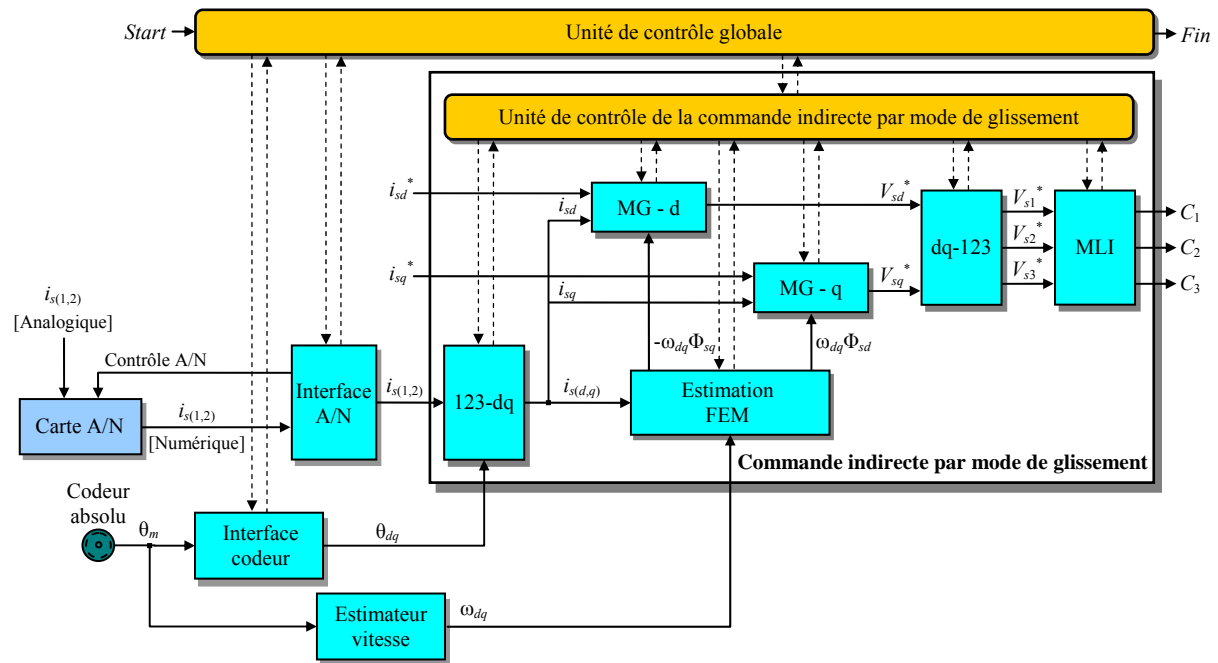


Fig.5.24. Architecture de la commande indirecte par mode de glissement

La figure 5.25.a présente le diagramme temporel du mode de fonctionnement de ces trois modules. Les modules d'interface A/N et d'interface codeur sont activés parallèlement au

début de chaque période d'échantillonnage. Ensuite, après un temps de conversion analogique numérique  $t_{A/N}$ , l'unité de contrôle globale active le module de la commande indirecte par mode de glissement. Ce module est piloté par sa propre unité de contrôle. Cette dernière active dans un premier temps le module de la transformation 123-dq afin de calculer les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ . Le temps de calcul de ce module est  $t_{123-dq}$ . Ensuite, quand le module de la transformation 123-dq indique la fin de son calcul, le module d'estimation de la force électromotrice est activé. Celui-ci calcule les termes de la force électromotrice de rotation sur chacun des axes  $d$  et  $q$  ( $-\omega_{dq}\Phi_{sq}$  et  $\omega_{dq}\Phi_{sd}$ ). Il possède un temps de calcul égal à  $t_{FEM}$ . Ensuite, lorsque les termes de FEM induite sont calculés, les modules de MG-d et MG-q qui calculent les tensions de référence  $V_{sd}^*$  et  $V_{sq}^*$  (selon l'équation 5.53) sont activés en parallèle. Ces deux modules possèdent un même temps de calcul noté  $t_{MG-dq}$ . Une fois ces deux modules indiquent la fin du calcul de  $V_{sd}^*$  et  $V_{sq}^*$ , le module de la transformation dq-123 qui calcule les tensions de référence  $V_{s1}^*$ ,  $V_{s2}^*$  et  $V_{s3}^*$  est activé. Cette transformation possède un temps de calcul égal à  $t_{dq-123}$ . Après la fin du calcul des tensions  $V_{s1}^*$ ,  $V_{s2}^*$  et  $V_{s3}^*$ , le module de la MLI est activé. Celui-ci rafraîchit les tensions de référence qui vont être comparées au signal triangulaire de la porteuse après un temps de calcul égal à  $t_{MLI}$ . Il est à noter que l'architecture implantée comporte aussi un module d'estimation de vitesse. Comme le montre la figure 5.24, ce module n'est pas contrôlé par l'unité de contrôle globale. Il possède un mode de fonctionnement particulier et est synchronisé avec le changement d'état de la position générée par le codeur absolu. Le mode de fonctionnement de ce module a été détaillé dans le paragraphe 3.4.2 du troisième chapitre.

Le tableau 5.4 et la figure 5.25.b présentent les performances en termes de temps de calcul et de consommation de ressources, obtenues lors de l'implantation de l'architecture de commande indirecte par mode de glissement. Les ressources consommées sont obtenues pour un format à virgule fixe 13/Q12. Le temps de calcul total,  $t_{MGI}$ , du module de la commande indirecte par mode de glissement est égal à 1.1  $\mu$ s. En ajoutant le temps de conversion analogique numérique  $t_{A/N}$ , le temps d'exécution total  $T_{ex}$  de l'architecture de commande indirecte par mode de glissement est égal à 3.5  $\mu$ s.

Etant donné que les tensions de référence qui sont comparées au signal triangulaire de la porteuse du module MLI doivent être rafraîchies exactement aux sommets de la porteuse, l'architecture de commande est activée un temps  $T_{ex}$  avant chaque sommet de la porteuse comme le montre la figure 5.25.a.

| Module  | Latence                     | Temps de calcul           |
|---|-----------------------------|---------------------------|
| Interface A/N   | 120                         | $t_{A/N} = 2.4 \mu s$     |
| Interface codeur  | 2                           | $t_{Cod} = 0.04 \mu s$    |
| 123-dq  | 16                          | $t_{123-dq} = 0.32 \mu s$ |
| FEM   | 13                          | $t_{FEM} = 0.26 \mu s$    |
| MG axe (d,q)  | 8                           | $t_{MG-dq} = 0.16 \mu s$  |
| dq-123  | 14                          | $t_{dq-123} = 0.28 \mu s$ |
| MLI   | 4                           | $t_{MLI} = 0.08 \mu s$    |
| $t_{MGI} = t_{123-dq} + t_{FEM} + t_{MG-dq} + t_{dq-123} + t_{MLI}$ |                             | $t_{MGI} = 1.1 \mu s$     |
| Temps d'exécution $T_{ex} = t_{A/N} + t_{MGI}$                      |                             | $T_{ex} = 3.5 \mu s$      |
| Ressources consommées   | Nombre de slices            | 1790 de 5376 (33%)        |
|   | Multiplieurs câblés (18x18) | 6 de 16 (37%)             |
|   | Mémoires Ram                | 100%                      |

Tab.5.4. Performances de l'architecture de commande indirecte par mode de glissement

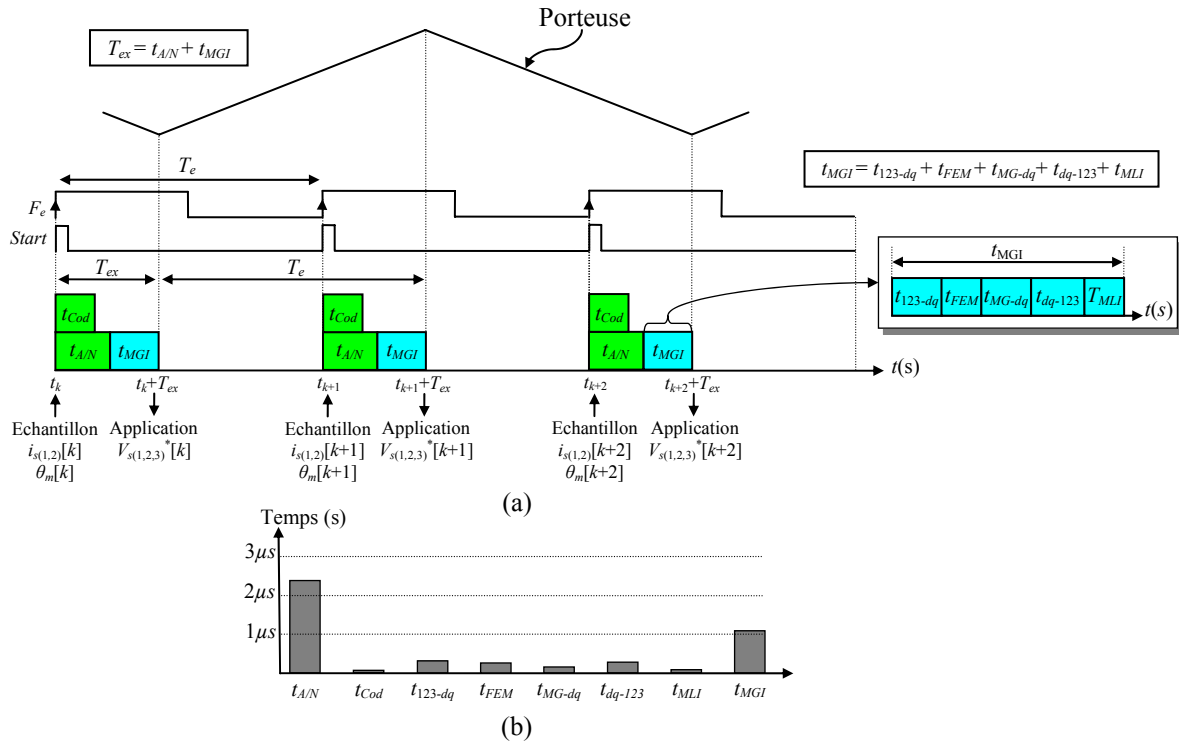


Fig.5.25. (a) Diagramme temporel de l'architecture de la commande indirecte par mode de glissement  
(b) Temps de calcul des différents modules de l'architecture de commande indirecte par mode de glissement

### 5.3.2.3. Résultats expérimentaux

Durant les essais expérimentaux, la tension du bus continu  $E$  est fixée à 540 V. Les coefficients  $Q_d$ ,  $K_d$ ,  $Q_q$  et  $K_q$  sont tous égales à 300. Les figures 5.26.a et 5.26.b présentent l'allure des tensions de référence  $V_{sd}^*$  et  $V_{sq}^*$  ainsi que les tensions simples de référence  $V_{s1}^*$ ,  $V_{s2}^*$  et  $V_{s3}^*$ . Ces tensions ont des allures similaires à celles trouvées par simulation et présentées dans la figure 5.23. Elles sont calculées numériquement par l'architecture de commande donnée par la figure 5.24 et sont recueillies via les convertisseurs numériques analogiques. Les tensions de référence  $V_{s1}^*$  et  $V_{s2}^*$  sont rafraîchies aux sommets du signal triangulaire de la porteuse comme le montre la figure 5.25.a. La figure 5.26.d montre les tensions simples  $V_{s1}$  et  $V_{s2}$  générées par l'onduleur de tension.

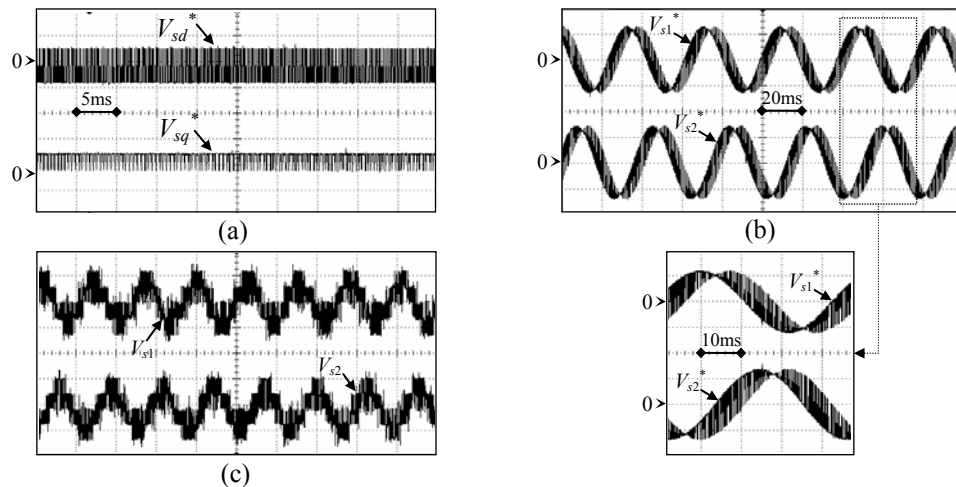


Fig.5.26. Allure des tensions de référence ( $i_{sq}^* = I_{sn}$ ,  $i_{sd}^* = 0$ ) ( $K_d = 300$ ,  $Q_d = 300$ ,  $K_q = 300$  et  $Q_q = 300$ )  
(a) Allure des tensions  $V_{sd}^*$  et  $V_{sq}^*$  (b) Allure des tensions  $V_{s1}^*$  et  $V_{s2}^*$  (c) Allure des tensions  $V_{s1}$  et  $V_{s2}$

La figure 5.27 montre l'allure des courants statoriques  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  ainsi que le lieu du vecteur courant statorique obtenus pour une référence  $i_{sq}^*$  égale au courant nominal tout en maintenant la référence  $i_{sd}^*$  égale à zéro. Ces allures sont obtenues pour différentes fréquences de la porteuse, à savoir 1.5 kHz, 3 kHz et 6 kHz. Le TDH obtenu est autour de 13.63% pour une fréquence MLI de 1.5 kHz, de 7.47% pour une fréquence MLI de 3 kHz et de 5.32% pour une fréquence MLI de 6 kHz.

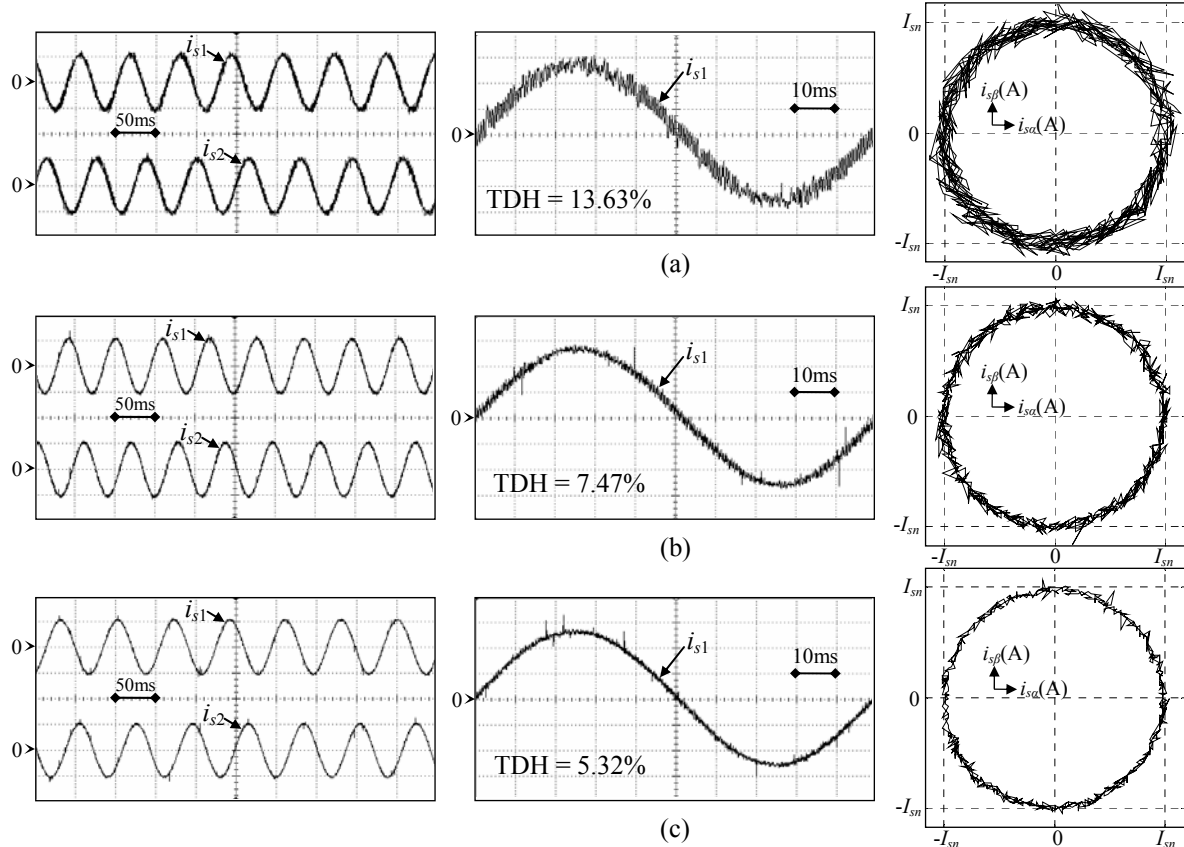


Fig.5.27. Allure des courants statoriques  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  et lieu du vecteur courant statorique ( $i_{sq}^* = I_{sn}$ ,  $i_{sd}^* = 0$  et  $E = 540V$ ) ( $K_d = 300$ ,  $Q_d = 300$ ,  $K_q = 300$  et  $Q_q = 300$ )  
(a) Fréquence MLI=1.5kHz (b) Fréquence MLI=3kHz (c) Fréquence MLI=6kHz

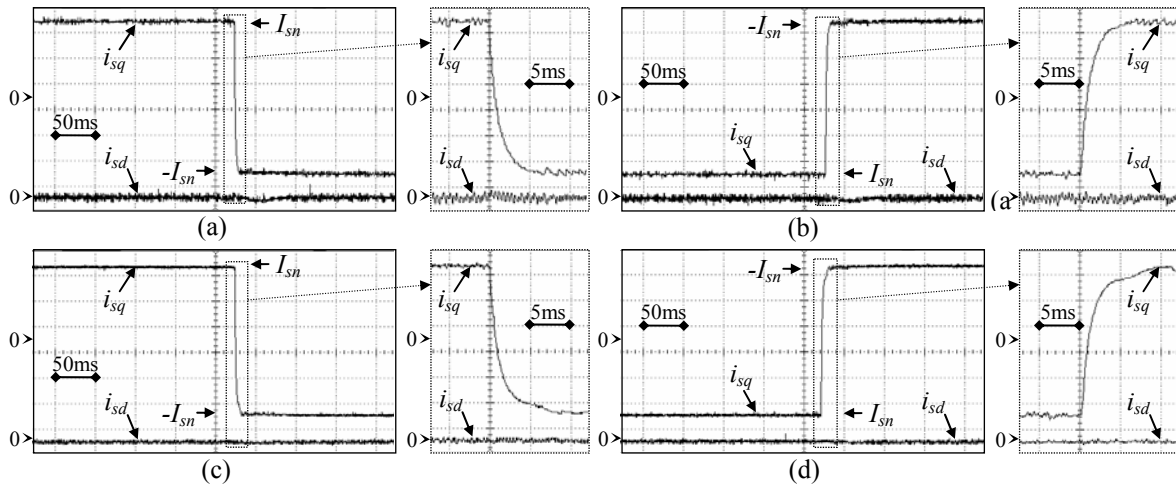


Fig.5.28. Allure de la réponse des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  à des échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  et de  $-I_{sn}$  à  $+I_{sn}$ ) ( $E = 540V$ ,  $T_e = T_{MLI}/2$ ,  $T_{ex} = 3.5\mu s$ )  
(a-b) Fréquence MLI=3kHz (b-c) Fréquence MLI=6kHz

Les figures 5.28 et 5.29 présentent la réponse des composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  du vecteur courant statorique ainsi que celle des courants statoriques  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  suite à l'application d'échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  et de  $-I_{sn}$  à  $+I_{sn}$ ). Ces réponses montrent que la dynamique obtenue pour un transitoire entre  $-I_{sn}$  et  $+I_{sn}$  est de l'ordre de 6 ms.

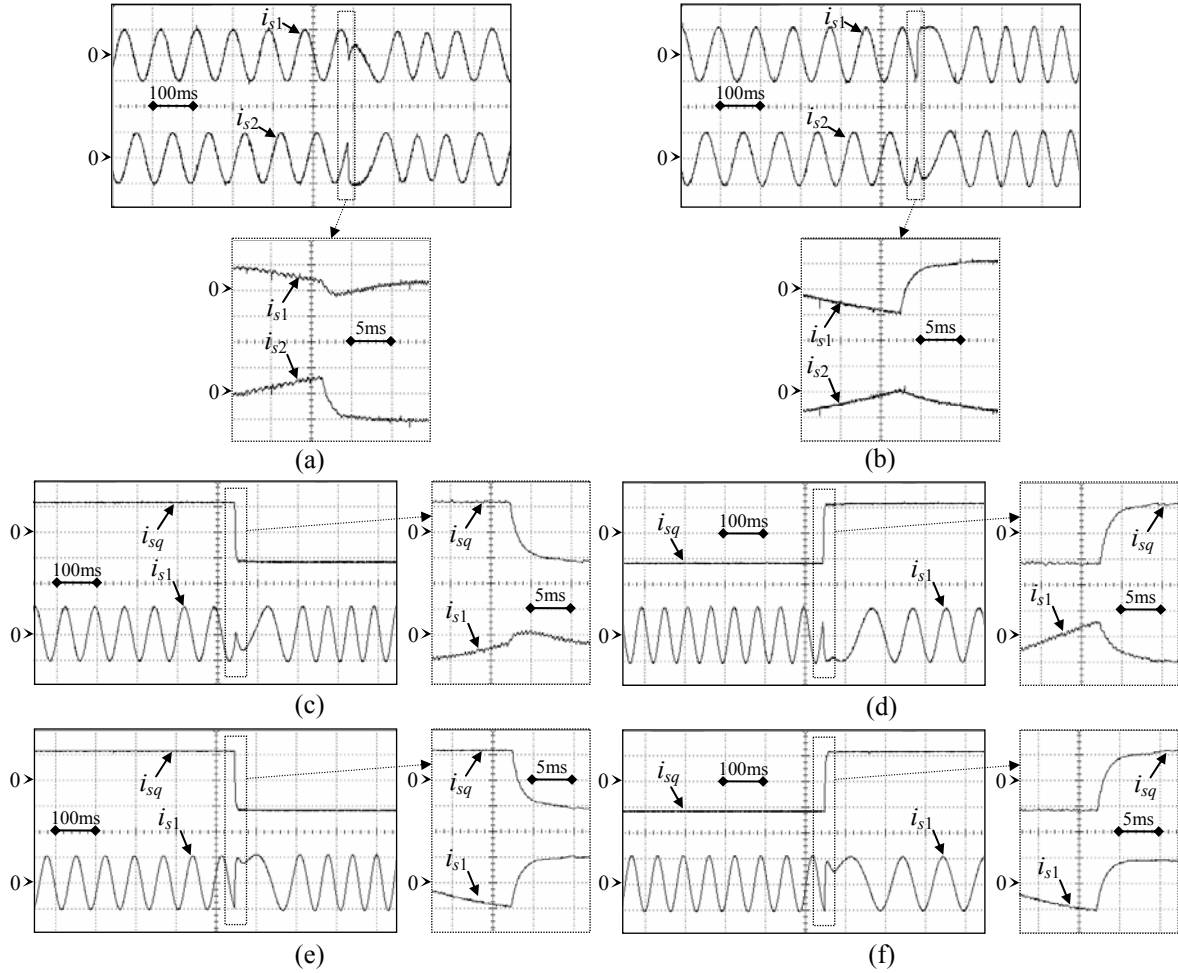


Fig.5.29. Réponse à des échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  et de  $-I_{sn}$  à  $+I_{sn}$ )  
( $E=540V, T_e=T_{MLI}/2, T_{ex}=3.5\mu s$ )

(a) Allure des courants  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  pour Fréquence MLI=3kHz (b) Allure des courants  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  pour Fréquence MLI=6kHz (c-d) Allure des courants  $i_{s1}$  et  $i_{sq}$  pour Fréquence MLI=3kHz (e-f) Allure des courants  $i_{s1}$  et  $i_{sq}$  pour Fréquence MLI=6kHz

## 5.4. Conclusion

L'objectif de ce chapitre a été l'implantation sur cible FPGA d'une commande directe et indirecte par mode de glissement des composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  du vecteur courant statorique d'une machine synchrone. Pour chacune de ces commandes, les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  sont comparés à leurs références respectives  $i_{sd}^*$  et  $i_{sq}^*$  pour former les fonctions de commutation  $S_{isd}$  et  $S_{isq}$ .

Pour la commande directe par mode de glissement, une table de commutation utilisant les six vecteurs tension actifs de l'onduleur de tension a été synthétisée au moyen de la théorie de mode de glissement. Cette table permet de contrôler simultanément les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  et est valable dans les deux sens de rotation. La commande directe par mode de glissement est caractérisée par une fréquence de commutation variable et par de très bonnes performances dynamiques durant les régimes transitoires. L'implantation sur cible FPGA de la commande



directe par mode de glissement est caractérisée par un temps d'exécution réduit à quelques microsecondes. Le mode de fonctionnement de l'architecture conçue pour cette commande est similaire à celui des architectures des stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée. La réduction du temps d'exécution permet donc une meilleure qualité de régulation des courants. Il est à noter que la commande directe par mode de glissement ressemble au contrôle direct du couple (connu sous le nom de DTC (*Direct Torque Control*)). Dans le cas de la commande directe par mode de glissement, la table de commutation est déduite analytiquement, tandis que dans le cas d'un contrôle direct du couple la table de commutation est déduite intuitivement.

Concernant la commande indirecte par mode de glissement, elle est aussi synthétisée au moyen de la théorie de mode de glissement. Dans ce cas, un vecteur tension de référence est appliqué à la machine synchrone. Ce vecteur tension est composé d'un vecteur tension équivalent valable sur la surface de glissement et d'un vecteur tension attractif valable en dehors de la surface de glissement (durant le régime transitoire). L'application du vecteur tension de référence à la machine synchrone nécessite un étage intermédiaire de modulation de largeur d'impulsions MLI. La fréquence de commutation dans ce cas est fixe et est égale à la fréquence de la MLI. La prestation dynamique de la commande indirecte par mode de glissement est moins bonne que celle de la commande directe par mode de glissement. Cependant, elle assure une meilleure qualité de régulation des courants en régime permanent avec une réduction considérable des oscillations. En particulier, par rapport à une commande directe par mode de glissement travaillant avec une fréquence d'échantillonnage de 10 kHz, la commande indirecte par mode de glissement assure un taux de distorsion harmonique bien plus faible en utilisant une fréquence MLI supérieure ou égale à 3 kHz. L'implantation de la commande indirecte par mode de glissement sur cible FPGA est caractérisée par un temps d'exécution réduit à quelques microsecondes. Une MLI à échantillonnage régulier et synchronisé est utilisée pour l'application du vecteur tension de référence. Comme pour le cas d'un réglage par des régulateurs PI, le délai de rafraîchissement des tensions de référence est uniquement égal au temps d'exécution de l'architecture de commande, ce qui permet d'améliorer la bande passante du contrôle.

## Conclusion Générale

L'objectif de ce travail a été d'analyser et de mettre en évidence la contribution et l'apport des FPGA dans la commande des machines électriques. Pour ce faire, le travail présenté dans ce rapport était principalement attaché à l'implantation sur cible FPGA d'algorithmes de contrôle de courant pour la commande d'une machine synchrone. Afin de réduire la complexité de l'utilisation des solutions FPGA, une approche méthodique et moins intuitive a été utilisée. Cette approche est basée sur une méthodologie de développement appropriée qui permet de répondre aux différentes contraintes de conception architecturales des algorithmes de commande. En outre, cette démarche méthodique a permis la mise en œuvre d'une bibliothèque spécifique d'architectures matérielles réutilisables dédiées à la commande des machines électriques.

Il existe plusieurs techniques de contrôle du courant pour les machines électriques. Les techniques de contrôle de courant étudiées dans ce travail sont le contrôle ON/OFF, le contrôle prédictif, le contrôle par régulateurs PI et le contrôle par mode de glissement. Le mode de fonctionnement caractérisant l'architecture matérielle de chacune de ces techniques a été présenté dans ce mémoire.

La première technique de contrôle de courant traitée dans ce travail est celle basée sur les stratégies de contrôle ON/OFF. Ces stratégies ont été classées en deux catégories : Les stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable et les stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée. En ce qui concerne la première catégorie, elle est basée sur l'utilisation de correcteurs à hystérésis. Deux types de stratégies de contrôles ON/OFF à fréquence de commutation variables ont été implantées sur cible FPGA. Il s'agit de la stratégie de contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants et de la stratégie de contrôle par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$ . L'utilisation d'une cible FPGA pour l'implantation de ces techniques de contrôle de courant a permis d'avoir un temps d'exécution réduit à quelques microsecondes avec une période d'échantillonnage uniquement égale au temps de conversion analogique numérique. Avec un tel mode de fonctionnement, le dépassement de bande des correcteurs à hystérésis est corrigé quasi-instantanément. Ceci a permis de reproduire un fonctionnement quasiment analogique des stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation variable et les courants réels sont maintenus à l'intérieur des bandes imposées par les correcteurs à hystérésis. Quant aux stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée, elles sont basées sur la technique nommée modulation delta. Cette technique repose sur le fait de remplacer les correcteurs à hystérésis par des comparateurs à signe et d'échantillonner les signaux de commande avec une période d'échantillonnage fixe. Les stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée implantées sur cible FPGA sont celles obtenues en appliquant le principe de la modulation delta à la stratégie de contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants et à la stratégie de contrôle par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$ . La réduction considérable du temps d'exécution lorsque ces algorithmes sont implantés sur cible FPGA permet d'avoir une meilleure qualité de régulation de courant, notamment un taux de distorsion harmonique plus faible.

La deuxième technique de contrôle de courant étudiée est celle du contrôle prédictif. L'algorithme de commande prédictif considéré permet de prédire, au début de chaque période d'échantillonnage, l'évolution des composantes directe et transverse du vecteur courant statorique. Cette évolution dépend du vecteur tension appliqué parmi les huit vecteurs tension que peut fournir l'onduleur de tension. Ensuite, une procédure d'optimisation permet de sélectionner le vecteur tension le plus adéquat à appliquer durant toute la période d'échantillonnage. L'algorithme de commande prédictif étudié est caractérisé par une

structure complexe à implanter. Par ailleurs, son principe de fonctionnement suppose que les signaux de commande sont appliqués immédiatement au début de chaque période d'échantillonnage. Cependant, par rapport au début de chaque période d'échantillonnage, les signaux de commande ne sont pas appliqués immédiatement, mais après un délai de temps d'exécution. Grâce aux grandes capacités de calcul des FPGA, ce délai est de quelques microsecondes et reste très petit par rapport à la période d'échantillonnage de l'algorithme de commande prédictif. D'où l'intérêt de l'utilisation des FPGA pour l'implantation de telles structures complexes d'algorithmes de commande.

Dans le cas d'un réglage par des régulateurs PI du courant statorique d'une machine synchrone, il est nécessaire de recourir à la technique MLI. Dans le cadre de ce travail, deux types de techniques MLI ont été étudiés et analysés. Il s'agit de la MLI sinus-triangle et de la MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire. Les caractéristiques et l'intérêt de l'utilisation des FPGA pour l'implantation des structures de contrôle utilisant les techniques MLI avec porteuse ont aussi été étudiés. En effet, les FPGA permettent la réalisation d'une MLI à échantillonnage régulier et synchronisé avec un délai de rafraîchissement des tensions de référence uniquement égal au temps d'exécution de l'architecture de contrôle. Ceci permet d'améliorer les bandes passantes des contrôles utilisant la technique MLI. D'autre part, en utilisant les FPGA, il est aussi possible de reproduire un fonctionnement quasiment analogique de la technique MLI à travers la réalisation d'une MLI à échantillonnage régulier et non synchronisé. La période d'échantillonnage de l'algorithme de commande dans ce cas est très faible (dans le cadre de ce travail, elle est fixée égale à  $5\mu s$ ) et est indépendante de la fréquence de la porteuse de la MLI. L'utilisation de ce type de MLI trouve particulièrement son intérêt dans les applications de grande puissance où la fréquence de la MLI est très petite. Dans ce cas, l'algorithme de commande peut fonctionner à une faible période d'échantillonnage et réduire les problèmes de discrétisation tout en ayant de faibles fréquences de commutations en imposant de faibles fréquences de MLI.

En ce qui concerne la commande par mode de glissement, deux types de commande ont été testés : *La commande directe par mode de glissement* et *la commande indirecte par mode de glissement*.

Dans le cas d'un contrôle basé sur une commande directe par mode de glissement, une table de commutation utilisant six vecteurs actifs de l'onduleur de tension a été synthétisée au moyen de la théorie du mode de glissement. La commande directe par mode de glissement est caractérisée par une fréquence de commutation variable et par de très bonnes performances dynamiques durant les régimes transitoires. Son implantation sur cible FPGA a permis d'avoir un temps d'exécution réduit à quelques microsecondes. Le mode de fonctionnement de son architecture est similaire à celui des architectures des stratégies de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée.

Concernant la commande indirecte par mode de glissement, elle est aussi synthétisée au moyen de la théorie de mode de glissement. Dans ce cas, un vecteur tension de référence est appliqué à la machine synchrone. Ce vecteur tension est composé de deux termes : Le premier terme représente le vecteur tension équivalent valable sur la surface de glissement, tandis que le deuxième terme représente le vecteur tension attractif valable en dehors de la surface de glissement et particulièrement durant le régime transitoire. L'application du vecteur tension de référence est effectuée à travers un étage intermédiaire de modulation de largeur d'impulsion MLI. La fréquence de commutation dans ce cas est fixe et est égale à la fréquence de la MLI. La prestation dynamique de la commande indirecte par mode de glissement est moins bonne que celle de la commande directe par mode de glissement. Cependant, elle assure une meilleure qualité de régulation des courants en régime permanent

avec un TDH beaucoup plus faible pour de faibles fréquences de la MLI. L'implantation de la commande indirecte par mode de glissement sur cible FPGA est caractérisée par un temps d'exécution réduit à quelques microsecondes. Une MLI à échantillonnage régulier et synchronisé est utilisée pour l'application du vecteur tension de référence. Comme pour le cas d'un réglage par des régulateurs PI, le délai de rafraîchissement des tensions de référence est uniquement égal au temps d'exécution de l'architecture de commande, ce qui permet d'améliorer la bande passante des contrôles.

Le tableau ci-dessous présente les avantages et inconvénients de chaque technique de contrôle de courant étudiée dans ce travail. Il présente aussi l'apport de l'utilisation des solutions matérielles dans chaque cas.

| CONTROLE ON/OFF A FREQUENCE DE COMMUTATION VARIABLE  |  |
|--|--|
| <b>Stratégie de contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants</b>   |  |
| <ul style="list-style-type: none"> <li>• Avantages : <ul style="list-style-type: none"> <li>✓ La structure générale de l'algorithme de commande est très simple à implanter.</li> <li>✓ Robustesse.</li> <li>✓ Les paramètres de l'algorithme de commande sont indépendants des paramètres de la machine électrique.</li> <li>✓ Les paramètres de l'algorithme de commande sont indépendants de la période d'échantillonnage utilisée.</li> <li>✓ Très bonne dynamique lors des régimes transitoires.</li> <li>✓ Compensation des effets des temps mort.</li> </ul> </li> <li>• Inconvénients : <ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Interaction entre les phases de la machine électrique (le courant dans chaque phase est régulé indépendamment du courant des autres phases).</li> <li>✓ La fréquence de commutation est variable.</li> <li>✓ La limitation de la fréquence de commutation s'effectue à travers le choix d'une bande minimale des correcteurs à hystérésis.</li> </ul> </li> <li>• Apport des solutions matérielles : <ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Le parallélisme des solutions matérielles fait que la période d'échantillonnage est uniquement égale au temps de conversion analogique numérique. Ceci permet de détecter le plus rapidement possible le dépassement de bande d'un correcteur à hystérésis.</li> <li>✓ Le temps de calcul de l'algorithme de commande est de l'ordre de la microseconde, ce qui permet une correction quasi-instantanée du dépassement de bande. Le vecteur erreur courant est dans ce cas maintenu dans le contour limite (voir figure 2.3) imposé par les bandes des correcteurs à hystérésis.</li> <li>✓ Reproduction, avec des solutions numériques, d'un fonctionnement analogique de la stratégie de contrôle par hystérésis à régulateurs indépendants.</li> </ul> </li> </ul> |  |

### Stratégie de contrôle par hystérésis dans le plan $(\alpha, \beta)$ du vecteur courant statorique

- Avantages :
  - ✓ La structure générale de l'algorithme de commande est relativement simple à implanter.
  - ✓ Les paramètres de l'algorithme de commande sont indépendants des paramètres de la machine électrique.
  - ✓ Les paramètres de l'algorithme de commande sont indépendants de la période d'échantillonnage utilisée.
  - ✓ Très bonne dynamique lors des régimes transitoires.
  - ✓ Compensation des effets des temps mort.
  - ✓ Correction du vecteur erreur courant et non des trois phases indépendamment.
- Inconvénients :
  - ✓ La fréquence de commutation est variable.
  - ✓ La limitation de la fréquence de commutation s'effectue à travers le choix d'une bande minimale des correcteurs à hystérésis.
  - ✓ La tension du bus continu  $E$  doit être assez élevée pour assurer des directions adéquats aux dérivées de courant quel que soit le point de fonctionnement.
  - ✓ Les vecteurs tension nuls ne sont pas appliqués.
- Apport des solutions matérielles :
  - ✓ Le parallélisme des solutions matérielles fait que la période d'échantillonnage est uniquement égale au temps de conversion analogique numérique. Ceci permet de détecter le plus rapidement possible le dépassement de bande d'un correcteur à hystérésis.
  - ✓ Le temps de calcul de l'algorithme de commande est de l'ordre de la microseconde, ce qui permet une correction quasi-instantanée du dépassement de bande. Le vecteur erreur courant est dans ce cas maintenu dans le contour limite (voir figure 2.5) imposé par les bandes des correcteurs à hystérésis.
  - ✓ Reproduction, avec des solutions numériques, d'un fonctionnement analogique de la stratégie de contrôle par hystérésis dans le plan  $(\alpha, \beta)$  du vecteur courant statorique.

#### CONTROLE ON/OFF A FREQUENCE DE COMMUTATION LIMITEE

### Stratégie de contrôle ON/OFF à régulateurs indépendants et à fréquence de commutation limitée

- Avantages :
  - ✓ La structure générale de l'algorithme de commande est très simple à implanter.
  - ✓ Robustesse.
  - ✓ Les paramètres de l'algorithme de commande sont indépendants des paramètres de la machine électrique.
  - ✓ Les paramètres de l'algorithme de commande sont indépendants de la période d'échantillonnage utilisée.
  - ✓ Très bonne dynamique lors des régimes transitoires.

- ✓ Compensation des effets des temps mort.
- ✓ La fréquence de commutation est limitée à la moitié de la fréquence d'échantillonnage.
- Inconvénients :
  - ✓ Interaction entre les phases de la machine électrique (le courant dans chaque phase est régulé indépendamment du courant des autres phases).
  - ✓ La fréquence de commutation est variable. Elle est limitée à la moitié de la fréquence d'échantillonnage de l'algorithme de commande et atteint son maximum à très basse vitesse de rotation.
  - ✓ Les vecteurs tension nuls ne sont pas appliqués.
- Apport des solutions matérielles :
  - ✓ Le temps d'exécution de l'architecture de commande est de l'ordre de quelques microsecondes, ce qui permet une meilleure qualité de régulation du courant, notamment un taux de distorsion harmonique plus faible.
  - ✓ Reproduction, avec des solutions numériques, d'un fonctionnement analogique de la stratégie de contrôle ON/OFF à régulateurs indépendants et à fréquence de commutation limitée.

#### **Stratégie de contrôle ON/OFF dans le plan $(\alpha, \beta)$ à fréquence de commutation limitée**

- Avantages :
  - ✓ La structure générale de l'algorithme de commande est relativement simple à implanter.
  - ✓ Les paramètres de l'algorithme de commande sont indépendants des paramètres de la machine électrique.
  - ✓ Les paramètres de l'algorithme de commande sont indépendants de la période d'échantillonnage utilisée.
  - ✓ Très bonne dynamique lors des régimes transitoires.
  - ✓ Compensation des effets des temps mort.
  - ✓ Correction du vecteur erreur courant et non des trois phases indépendamment.
  - ✓ La fréquence de commutation est limitée à la moitié de la fréquence d'échantillonnage.
- Inconvénients :
  - ✓ Il y a application de quatre vecteurs tension actifs uniquement et il n'y a pas application des vecteurs tension nuls.
  - ✓ La fréquence de commutation est variable. Elle est limitée à la moitié de la fréquence d'échantillonnage de l'algorithme de commande et atteint son maximum à très basse vitesse de rotation.
  - ✓ La tension du bus continu  $E$  doit être assez élevée pour assurer des directions adéquates aux dérivées de courant quel que soit le point de fonctionnement.

- Apport des solutions matérielles :
  - ✓ Le temps d'exécution de l'architecture de commande est de l'ordre de quelques microsecondes, ce qui permet une meilleure qualité de régulation du courant, notamment un taux de distorsion harmonique plus faible.
  - ✓ Reproduction, avec des solutions numériques, d'un fonctionnement analogique de la stratégie de contrôle ON/OFF dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) à fréquence de commutation limitée.

#### CONTROLE PREDICTIF (A FREQUENCE DE COMMUTATION VARIABLE ET LIMITEE)

- Avantages :
  - ✓ Correction du vecteur erreur courant.
  - ✓ Choix du vecteur tension le plus adéquat à appliquer à chaque période d'échantillonnage.
  - ✓ Il y a application des huit vecteurs tension que peut fournir l'onduleur de tension.
  - ✓ Très bonne dynamique lors des régimes transitoires.
  - ✓ Compensation des effets des temps mort.
  - ✓ La fréquence de commutation est limitée à la moitié de la fréquence d'échantillonnage.
- Inconvénients :
  - ✓ La structure générale de l'algorithme de commande est très complexe à implanter.
  - ✓ L'estimation de la vitesse de rotation est nécessaire.
  - ✓ La fréquence de commutation est variable. Elle est limitée à la moitié de la fréquence d'échantillonnage de l'algorithme de commande et atteint son maximum à très basse vitesse de rotation.
  - ✓ Les paramètres de l'algorithme de commande dépendent des paramètres de la machine électrique.
  - ✓ Les paramètres de l'algorithme de commande dépendent de la période d'échantillonnage utilisée.
- Apport des solutions matérielles :
  - ✓ Le temps d'exécution de l'architecture de commande est de l'ordre de quelques microsecondes en dépit de la complexité du contenu algorithmique de l'algorithme de commande prédictif. Le vecteur tension calculé peut être donc appliqué rapidement, sans délais significatif du temps d'exécution et sans modification l'algorithme de commande.

#### CONTROLE PAR DES REGULATEURS PI

- Avantages :
  - ✓ La fréquence de commutation est fixe.
  - ✓ Le contenu harmonique des courants est bien défini.
  - ✓ Il y a application des huit vecteurs tension que peut fournir l'onduleur de tension.
  - ✓ Bonne qualité de régulation de courant en régime permanent.



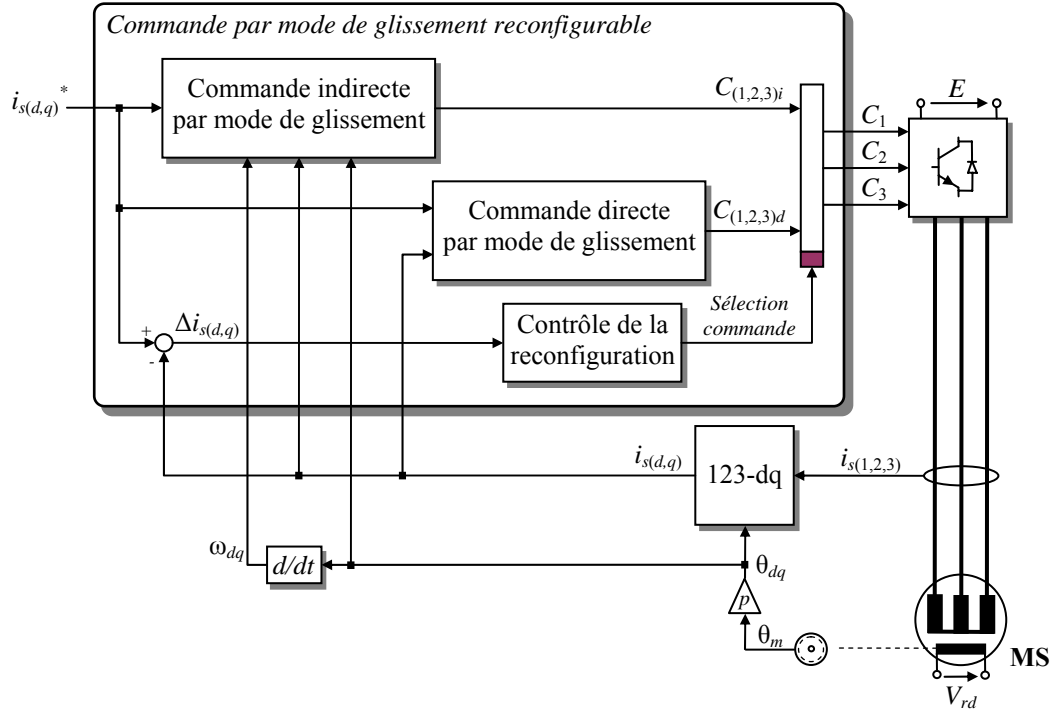
|   |
|---|
| <ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Correction du vecteur erreur courant.</li> <li>• Inconvénients : <ul style="list-style-type: none"> <li>✓ La structure générale de l'algorithme de commande est complexe à implanter.</li> <li>✓ La dynamique en régime transitoire est plus lente que les stratégies de contrôle ON/OFF.</li> <li>✓ Les paramètres de l'algorithme de commande dépendent des paramètres de la machine électrique.</li> <li>✓ Les paramètres de l'algorithme de commande dépendent de la période d'échantillonnage utilisée.</li> </ul> </li> <li>• Apport des solutions matérielles : <ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Réalisation d'une MLI à échantillonnage régulier et synchronisé avec un délai de rafraîchissement des tensions de référence uniquement égal au temps d'exécution de quelques microsecondes. Ceci permet une augmentation de la bande passante du contrôle.</li> <li>✓ Reproduction d'un fonctionnement quasiment analogique de la MLI à travers la réalisation d'une MLI à échantillonnage régulier et non synchronisé. La fréquence d'échantillonnage dans ce cas est très petite par rapport à la fréquence de la MLI. Ce type de fonctionnement trouve particulièrement son intérêt dans les applications de grande puissance où la fréquence de la MLI est très petite.</li> </ul> </li> </ul> |
| <b>CONTROLE PAR MODE DE GLISSEMENT</b>  |
| <b>Commande directe par mode de glissement</b>  |
| <ul style="list-style-type: none"> <li>• Avantages : <ul style="list-style-type: none"> <li>✓ La structure générale de l'algorithme de commande est simple à implanter.</li> <li>✓ Robustesse.</li> <li>✓ Les paramètres de l'algorithme de commande sont indépendants des paramètres de la machine électrique.</li> <li>✓ Les paramètres de l'algorithme de commande sont indépendants de la période d'échantillonnage utilisée.</li> <li>✓ Très bonne dynamique lors des régimes transitoires.</li> <li>✓ Compensation des effets du temps mort.</li> <li>✓ La fréquence de commutation est limitée à la moitié de la fréquence d'échantillonnage.</li> <li>✓ Correction du vecteur erreur courant.</li> </ul> </li> <li>• Inconvénients : <ul style="list-style-type: none"> <li>✓ La fréquence de commutation est variable. Elle est limitée à la moitié de la fréquence d'échantillonnage de l'algorithme de commande et atteint son maximum à très basse vitesse de rotation.</li> <li>✓ Les vecteurs tension nuls ne sont pas appliqués.</li> </ul> </li> </ul>  |

|  |
|--|
| <ul style="list-style-type: none"> <li>• Apport des solutions matérielles :           <ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Le temps d'exécution de l'architecture de commande est de l'ordre de quelques microsecondes, ce qui permet une meilleure qualité de régulation du courant, notamment un taux de distorsion harmonique plus faible.</li> </ul> </li> </ul>   |
| <b>Commande indirecte par mode de glissement</b>   |
| <ul style="list-style-type: none"> <li>• Avantages :           <ul style="list-style-type: none"> <li>✓ La fréquence de commutation est fixe.</li> <li>✓ Il y a application des huit vecteurs tension que peut fournir l'onduleur de tension.</li> <li>✓ Robustesse.</li> <li>✓ L'effet des temps morts est négligeable.</li> <li>✓ Meilleure qualité de régulation des courants en régime permanent par rapport à la commande directe par mode de glissement.</li> <li>✓ Les paramètres de l'algorithme de commande sont indépendants de la période d'échantillonnage utilisée.</li> </ul> </li> <li>• Inconvénients :           <ul style="list-style-type: none"> <li>✓ La structure générale de l'algorithme de commande est relativement complexe à implanter.</li> <li>✓ L'estimation de la vitesse de rotation est nécessaire.</li> <li>✓ La dynamique en régime transitoire est plus lente que la commande directe par mode de glissement.</li> <li>✓ Les paramètres de l'algorithme de commande dépendent des paramètres de la machine électrique.</li> </ul> </li> <li>• Apport des solutions matérielles :           <ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Réalisation d'une MLI à échantillonnage régulier et synchronisé avec un délai de rafraîchissement des tensions de référence uniquement égal au temps d'exécution de quelques microsecondes. Ceci permet une augmentation de la bande passante du contrôle.</li> </ul> </li> </ul> |

Comme le montre le tableau ci dessus, garder le même algorithme de commande ne permet pas d'optimiser les performances de contrôle sur toute la plage de fonctionnement. Il est par conséquent intéressant de chercher à synthétiser des lois de commande reconfigurables. La reconfiguration dynamique d'une commande consiste en un changement de structure des algorithmes qui la constituent lors d'un fonctionnement en temps réel. Les algorithmes concernés doivent être de structure non complexe, cette approche s'opposant à celle de la recherche d'un algorithme complexe unique qui permet d'obtenir des performances satisfaisantes quel que soit le point de fonctionnement du système à commander.

Selon le tableau ci-dessus, il serait intéressant d'effectuer une stratégie de reconfiguration entre deux méthodes de contrôle du courant d'une machine synchrone. Il s'agit de la commande directe par mode de glissement et de la commande indirecte par mode de glissement. Cette stratégie de reconfiguration entre la commande directe et indirecte par mode

de glissement permet de bénéficier des avantages qu'offre chaque commande. La commande directe par mode de glissement offre une très bonne dynamique lors d'un fonctionnement en régime transitoire (le transitoire entre  $+I_{sn}$  et  $-I_{sn}$  s'effectue en un temps inférieur à 2ms). D'un autre côté, la commande indirecte par mode de glissement offre une meilleure qualité de régulation du courant en régime permanent.



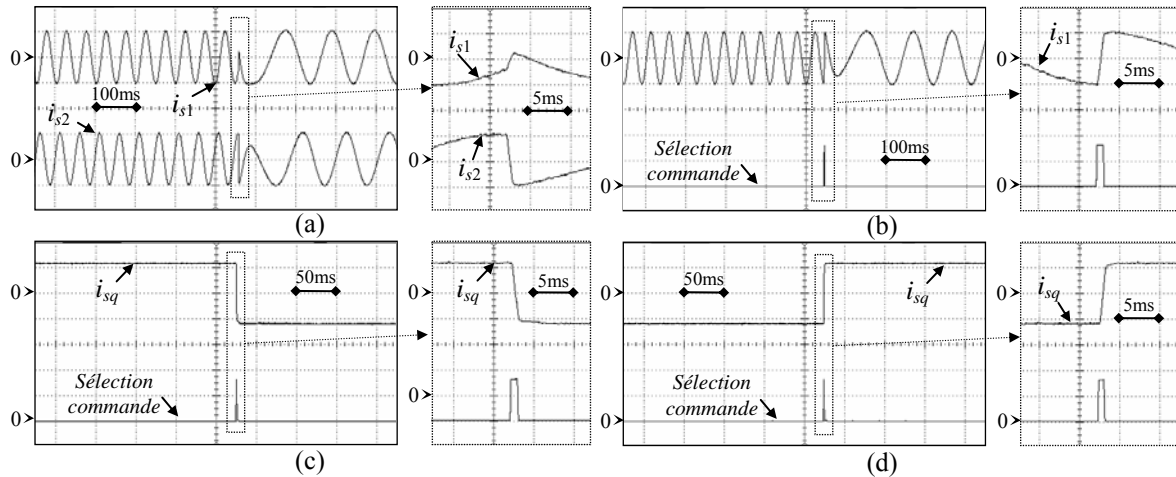
*Schéma de principe de la commande par mode de glissement reconfigurable*

Où  $C_{(1,2,3)i}$  et  $C_{(1,2,3)d}$  sont les signaux de commande délivrés par respectivement la commande indirecte par mode de glissement et la commande directe par mode de glissement.

La figure ci dessus présente le schéma de principe de la commande par mode de glissement reconfigurable. Dans cette commande, le basculement entre une commande directe par mode de glissement (dont le schéma de principe est donné par la figure 5.14) et une commande indirecte par mode de glissement (dont le schéma de principe est donné par la figure 5.21) se produit selon l'erreur du courant sur l'axe  $d$  ( $\Delta i_{sd}$ ) et celle sur l'axe  $q$  ( $\Delta i_{sq}$ ). Lorsque une de ces erreurs dépasse un seuil d'erreur constant (dans ce travail ce seuil est fixé à 0.3A), la stratégie de commande par mode de glissement reconfigurable bascule vers la commande directe par mode de glissement pour assurer une bonne dynamique lors du régime transitoire. Sinon, si les erreurs de courant sur les axes  $d$  et  $q$  sont inférieures au seuil d'erreur, la commande par mode de glissement reconfigurable bascule vers la commande indirecte par mode de glissement afin d'assurer une meilleure qualité de régulation du courant en régime permanent.

Le parallélisme inhérent des FPGA fait d'eux la solution idéale pour l'implantation des algorithmes de commande reconfigurables. La figure qui suit présente les résultats expérimentaux obtenus lors de l'implantation sur cible FPGA de la commande par mode de glissement reconfigurable. Il est clair à la vue des résultats obtenus que la reconfiguration dynamique permet d'augmenter la dynamique du transitoire du courant (un des avantages de la commande directe par mode de glissement) et d'assurer en même temps une très bonne qualité de régulation des courants en régime permanent (une des propriétés de la commande

indirecte par mode de glissement). Par ailleurs, le basculement entre les deux commandes par mode de glissement s'effectue dans des conditions optimales, sans présence de pics de courant dans les régimes transitoires. Le signal *sélection commande* de la figure ci-dessus est au niveau logique haut lorsque la commande directe par mode de glissement est sélectionnée. Sinon, si la commande indirecte par mode de glissement est sélectionnée, il est au niveau logique bas.

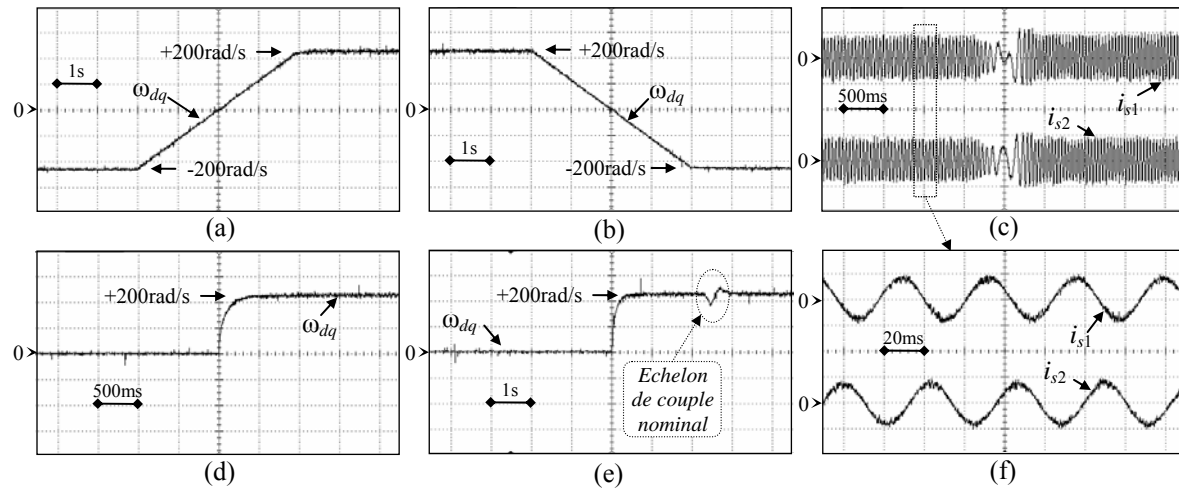


Réponse à des échelons sur la référence  $i_{sq}^*$  (de  $+I_{sn}$  à  $-I_{sn}$  et de  $-I_{sn}$  à  $+I_{sn}$ )  
 ( $E=540V$ , Fréquence MLI=6 kHz pour la commande indirecte par mode de glissement, Fréquence d'échantillonnage  $F_e=12$  kHz pour la commande directe par mode de glissement)  
 (a) Allure des courants  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  (b) Allure de  $i_{s1}$  et du signal sélection commande  
 (c-d) Allure de  $i_{sq}$  et du signal sélection commande

Les perspectives qu'il serait intéressant de donner à ces travaux de recherche sont citées dans les points suivants :

- Il est possible d'approfondir le champ de reconfiguration dynamique entre plus que deux algorithmes de commande selon plus de critères.
- Il est possible d'utiliser la reconfiguration dynamique des algorithmes pour assurer une continuité de fonctionnement en cas de présence d'un défaut (de capteurs électriques, mécaniques, de fonctionnement d'interrupteurs de puissance...).
- Utiliser les nouveaux composants FPGA qui sont dédiés à la commande des systèmes électriques. Ceci assure une meilleure fiabilité du système étant donné que ces nouvelles cartes incluent sur une même puce des blocs analogiques réalisés auparavant par des circuits externes au composant FPGA. Ce travail a été déjà abordé [Idkh1-07], [Idkh2-07], à travers l'implantation d'un algorithme de contrôle de courant sur la carte Fusion d'Actel (AFS600 256 FBGA). Cette carte inclut des modules analogiques tels que l'électronique de traitement des mesures de courant, l'électronique de conversion analogique numérique, l'électronique de pilotage des interrupteurs de puissance,...
- Il serait intéressant d'insérer dans les analyses proposées l'influence des dégradations dues à la chaîne d'acquisition, à savoir le retard dû au temps de calcul et aux temps morts de l'onduleur de tension.
- Enfin, associer aux boucles de régulation de courant des boucles de régulation de vitesse et mettre en évidence l'intérêt de l'utilisation des FPGA dans ce cas. Ce travail

a été déjà abordé [Naou-06] et la figure qui suit présente quelques résultats expérimentaux obtenus pour le contrôle de vitesse d'une machine synchrone.



#### Résultats expérimentaux du contrôle de vitesse

(a-b) Transitoire de la vitesse (Pente 100 rad/s par seconde) (c-f) Allure des courants  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$   
 (d) Réponse à un échelon de vitesse (e) Réponse à un échelon de couple résistant

## Annexes

## Annexe A

# Modélisation de la machine synchrone

### A.1. Représentation schématique de la machine synchrone

La machine synchrone à modéliser est une machine synchrone à pôles saillants, sans amortisseurs et à rotor bobiné. Cette machine possède trois enroulement statoriques qui sont à alimenter par un courant alternatif et un enroulement rotorique d'excitation qui est à alimenter par un courant continu. La figure A.1 présente une description de la machine synchrone considérée.

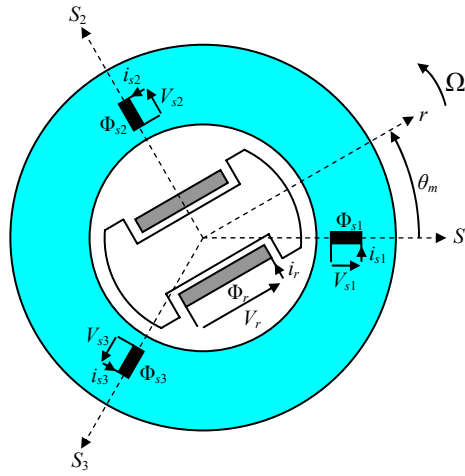


Fig.A.1. Représentation schématique d'une machine synchrone à pôles saillants et à rotor bobiné

La phase du rotor est décalée de la première phase du stator d'un angle mécanique  $\theta_m$ . Cet angle indique la position angulaire du rotor par rapport au stator. Le stator est fixe tandis que le rotor tourne à une vitesse angulaire mécanique  $\Omega$  caractérisée par la relation suivante :

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \Omega \quad (\text{A.1})$$

La position angulaire électrique du rotor ainsi que la vitesse de rotation électrique sont données par les relations suivantes :

$$\theta = p\theta_m \quad (\text{A.2})$$

$$\omega = p\Omega \quad (\text{A.3})$$

Les variables triphasées (tensions, courants, flux) peuvent être représentées graphiquement par des vecteurs spatiaux. La relation entre le vecteur spatial  $\vec{X}$  d'une variable statorique ou rotorique et les grandeurs correspondantes par phase  $X_1$ ,  $X_2$  et  $X_3$  est donnée par la relation suivante :

$$\vec{X} = K(X_1 + e^{j\frac{2\pi}{3}} X_2 + e^{j\frac{4\pi}{3}} X_3) \quad (\text{A.4})$$

Les variables  $X_1$ ,  $X_2$  et  $X_3$  forment en régime permanent un système sinusoïdal triphasé équilibré.  $K$  est le coefficient de conservation d'amplitude ou de puissance.

- Si  $K=2/3$ , alors la transformation conserve l'amplitude. Ainsi l'amplitude du vecteur  $\vec{X}$  est la même que celle des composantes  $X_1$ ,  $X_2$  et  $X_3$  en régime permanent.

- Si  $K = \sqrt{2/3}$ , alors la transformation conserve la puissance.

En explicitant l'équation (A.4), il est possible d'en déduire les composantes réelles et imaginaires, respectivement  $X_\alpha$  et  $X_\beta$ , du vecteur spatial  $\vec{X}$  ( $\vec{X} = X_\alpha + jX_\beta$ ). On obtient donc les transformations suivantes :

#### **Conservation d'amplitude**

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \quad (A.5)$$

Avec  $[C]$ , la matrice de *Clarke* définie par la relation suivante :

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (A.6)$$

#### **Conservation de puissance**

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \quad (A.7)$$

Avec  $[T]$ , la matrice de *Concordia* définie par la relation suivante :

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (A.8)$$

Où  $X_0$  est la composante homopolaire. Cette composante est nulle pour un système équilibré ( $X_1+X_2+X_3=0$ ).

La transformation donnée par la relation (A.5) est une transformation qui conserve l'amplitude. Elle est appelée transformation de *Clarke*. Quant à la transformation donnée par la relation (A.7), c'est une transformation qui conserve la puissance. Elle est appelée transformation de *Concordia*.

Pour une composante homopolaire  $X_0$  nulle, il est possible d'utiliser les transformations de Clarke et de Concordia simplifiées suivantes :

#### **Conservation d'amplitude**

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = [C_{32}] \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} \quad (A.9)$$

Avec  $[C_{32}]$ , la matrice de *Clarke* simplifiée définie par la relation suivante :

$$[C_{32}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/\sqrt{3} & 2/\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (A.10)$$

#### **Conservation de puissance**

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = [T_{32}] \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} \quad (A.11)$$

Avec  $[T_{32}]$ , la matrice de *Concordia* simplifiée définie par la relation suivante :

$$[T_{32}] = \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 & 0 \\ -1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (A.12)$$

En utilisant la transformation de Clarke ou de Concordia, il est possible d'en déduire un système biphasé de la machine qui soit équivalent au système triphasé donné par la figure A.1. Dans la figure A.2.a, les enroulements triphasés de la figure A.1 sont remplacés par des



enroulements équivalents en quadrature d'un système biphasé. Les grandeurs de ce système biphasé sont traitées comme des composantes d'un vecteur complexe comme le montre la figure A.2.b.

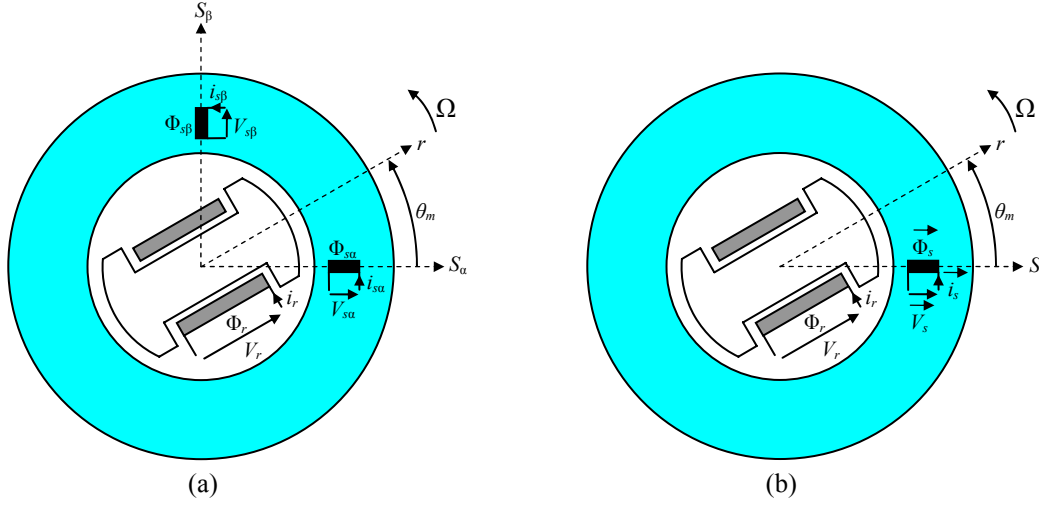


Fig.A.2. Représentation schématique d'une machine synchrone à pôles saillants et à rotor bobiné exprimée par (a) un système biphasé (b) un vecteur spatial

Quant aux équations de transformations inverses pour revenir d'un système biphasé à un système triphasé, elles sont données par les relations (A.13) et (A.15). La transformation donnée par la relation (A.13) est la transformation de *Clarke inverse* tandis que la transformation donnée par la relation (A.15) est la transformation de *Concordia inverse*.

#### Conservation d'amplitude

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = [C^{-1}] \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

Avec  $[C^{-1}]$ , la matrice de *Clarke inverse* définie par la relation suivante :

$$[C^{-1}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

#### Conservation de puissance

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = [T^{-1}] \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

Avec  $[T^{-1}]$ , la matrice de *Concordia inverse* définie par la relation suivante :

$$[T^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

### A.2. Modèle de base de la machine synchrone

En se basant sur la figure A.2.b, le vecteur tension statorique  $\vec{V}_s$  et de la tension rotorique  $V_r$  s'expriment comme suit :

$$\vec{V}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\Phi}_s}{dt} \quad (\text{A.17})$$

$$V_r = R_r i_r + \frac{d\Phi_r}{dt} \quad (\text{A.18})$$

La machine synchrone utilisée étant à pôles saillants, les éléments de la matrice  $[L_s(\theta)]$  des inductances statoriques varient en fonction de la position  $\theta$ . Selon [Louis-06], cette matrice s'exprime comme suit :

$$[L_s(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} + L_s \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (A.19)$$

Les termes  $L_{s0}$ ,  $M_{s0}$  et  $L_s$  sont des termes constants qui dépendent de la construction de la machine.

Les expressions des éléments des matrices mutuelles  $[M_{sr}(\theta)]$  entre le stator et le rotor d'une machine synchrone à pôles saillants sont données par les relations suivantes :

$$[M_{sr}(\theta)] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (A.20)$$

$$[M_{rs}(\theta)] = [M_{sr}(\theta)]^T \quad (A.21)$$

Les expressions du vecteur flux statorique  $\vec{\Phi}_s$  et du flux rotorique  $\Phi_r$  sont données par les relations suivantes :

$$\vec{\Phi}_s = L_s(\theta)\vec{i}_s + M_{sr}(\theta)i_r \quad (A.22)$$

$$\Phi_r = M_{rs}(\theta)\vec{i}_s + L_r i_r \quad (A.23)$$

### A.3. Modèle d'une machine synchrone dans un système de coordonnées commun $dq$ calé sur l'axe de l'enroulement rotorique de la machine synchrone

Un système de coordonnées commun permet de représenter les enroulements statoriques ainsi que l'enroulement rotorique de la machine synchrone sur un seul axe complexe  $dq$ . Un tel système de coordonnées permet d'éliminer le couplage variable dû à la variation de l'angle  $\theta$  qui apparaît dans les équations (A.22) et (A.23). Il est obtenu en effectuant une rotation d'un  $\theta_{dq}$  au système biphasé obtenu sur la figure A.2.

La figure A.3 présente schématiquement le système de coordonnées commun  $dq$  lorsque l'axe complexe  $dq$  est calé sur l'axe de l'enroulement rotorique. A noter que sur cette figure, les angles considérés sont des angles électriques et l'angle  $\theta_{dq}$  représente l'angle électrique entre l'axe complexe  $dq$  et l'axe complexe  $S$ . L'angle  $\theta_{dq}$  vérifie dans ce cas la relation suivante :

$$\theta_{dq} = \theta \quad (A.24)$$

Les vecteurs spatiaux complexes représentant une grandeur exprimée dans le système de coordonnées commun  $dq$  ( $\vec{X}_{dq}$ ) et dans le référentiel fixe lié au stator ( $\vec{X}_s$ ) sont liées selon la relation suivante :

$$\vec{X}_{dq} = \vec{X}_s e^{-j\theta_{dq}} \quad (\text{A.25})$$

En explicitant l'équation (A.25) et en identifiant les parties réelles et imaginaires, il est possible de déduire la composante directe  $X_d$  ainsi que la composante transverse  $X_q$  du vecteur spatiale  $\vec{X}_{dq}$  à partir des composantes  $X_\alpha$  et  $X_\beta$  du vecteur spatial  $\vec{X}_s$ , et ce à partir de la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = [R(\theta_{dq})] \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.26})$$

Où  $[R(\theta_{dq})]$  est une matrice de rotation donnée par la relation suivante :

$$[R(\theta_{dq})] = \begin{bmatrix} \sin(\theta_{dq}) & \cos(\theta_{dq}) \\ -\cos(\theta_{dq}) & \sin(\theta_{dq}) \end{bmatrix} \quad (\text{A.27})$$

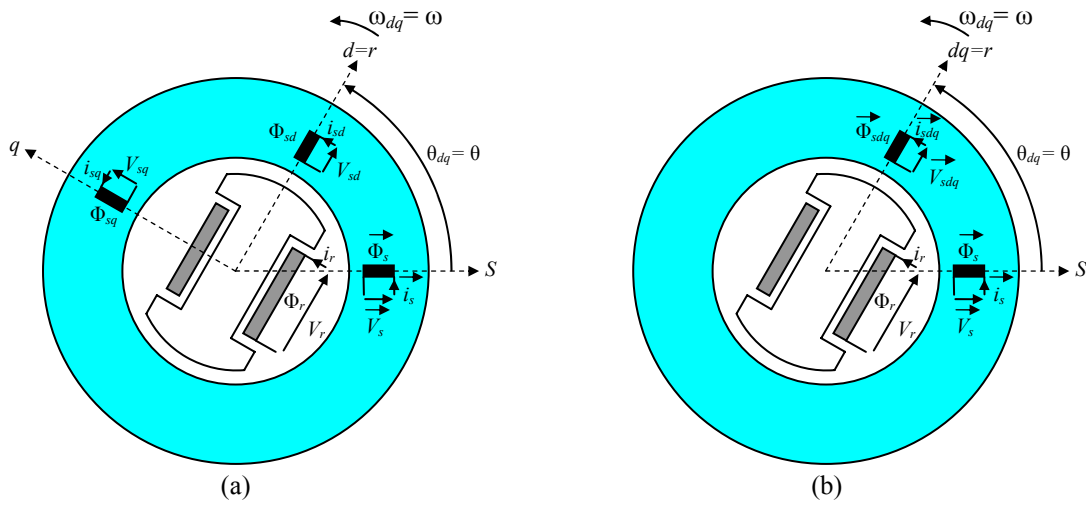


Fig.A.3. Représentation schématique d'une machine synchrone à pôles saillants et à rotor bobiné dans un système de coordonnées commun exprimé par (a) un système biphasé (b) un vecteur spatial

A partir des équations (A.5), (A.7), (A.26) et (A.27), il est possible de déduire les composantes directe et transverse d'un vecteur spatial exprimé dans le système de coordonnées commun  $dq$  selon les relations (A.28) et (A.29). Ces relations correspondent à la transformation de *Park*. La transformation de *Park* donnée par la relation (A.28) est une transformation qui conserve l'amplitude tandis que la celle donnée par la relation (A.29) est une transformation qui conserve la puissance.

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = [R(\theta_{dq})][C] \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.28})$$

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = [R(\theta_{dq})][T] \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.29})$$

Quant aux équations de transformations inverses pour revenir du système de coordonnées commun  $dq$  au système triphasé, elles sont données par les relations (A.30) et (A.31).

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = [C^{-1}][R(\theta_{dq})^{-1}] \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.30})$$

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = [T^{-1}][R(\theta_{dq})^{-1}] \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.31})$$

Où  $[R(\theta_{dq})^{-1}]$  est une matrice de rotation inverse donnée par la relation suivante :

$$[R(\theta_{dq})^{-1}] = \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{dq}) & \cos(\theta_{dq}) \\ -\cos(\theta_{dq}) & -\sin(\theta_{dq}) \end{bmatrix} \quad (\text{A.32})$$

Dans ce paragraphe, le modèle de la machine synchrone est exprimée dans un système de coordonnées commun  $dq$  de telle sorte que l'axe complexe  $dq$  (ou l'axe directe  $d$ ) est confondu avec l'axe de l'enroulement rotorique (Voir figure A.3). Dans ce cas les composantes rotoriques (tension, flux et courant) sont égales à leurs composantes directes comme le montre la relation suivante :

$$\begin{cases} V_r = V_{rd} \\ i_r = i_{rd} \\ \Phi_r = \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{A.33})$$

L'équation (A.18) devient alors :

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \quad (\text{A.34})$$

La vitesse de rotation angulaire électrique  $\omega_{dq}$  du système de coordonnées commun  $dq$  est donnée par la relation suivante :

$$\frac{d\theta_{dq}}{dt} = \omega_{dq} \quad (\text{A.35})$$

Compte tenu des relations (A.17) et (A.25), l'équation de la tension statorique devient :

$$\begin{aligned}
\vec{V}_{sdq} e^{j\theta_{dq}} &= R_s \vec{i}_{sdq} e^{j\theta_{dq}} + \frac{d}{dt} (\vec{\Phi}_{sdq} e^{j\theta_{dq}}) \\
&= R_s \vec{i}_{sdq} e^{j\theta_{dq}} + e^{j\theta_{dq}} \frac{d(\vec{\Phi}_{sdq})}{dt} + j \frac{d(\theta_{dq})}{dt} (e^{j\theta_{dq}}) \vec{\Phi}_{sdq}
\end{aligned} \tag{A.36}$$

En simplifiant par  $e^{j\theta_{dq}}$ , l'expression précédente devient :

$$\vec{V}_{sdq} = R_s \vec{i}_{sdq} + \frac{d\vec{\Phi}_{sdq}}{dt} + j\omega_{dq} \vec{\Phi}_{sdq} \tag{A.37}$$

Dans l'équation (A.37), le terme  $R_s \vec{i}_{sdq}$  représente la chute de tension déduite de la loi de Joule. Le terme  $\frac{d\vec{\Phi}_{sdq}}{dt}$  représente la force électromotrice de transformation déduite de la loi de Lenz. Le terme  $j\omega_{dq} \vec{\Phi}_{sdq}$  représente la force électromotrice de rotation déduite de la loi de Laplace.

En identifiant les parties réelle et imaginaire de l'équation (A.37), les composantes directe et transverse du vecteur tension exprimé dans le plan complexe  $dq$  ont pour expression :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{\Phi_{sd}}{dt} - \omega_{dq} \Phi_{sq} \tag{A.38}$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{\Phi_{sq}}{dt} + \omega_{dq} \Phi_{sd} \tag{A.39}$$

En ce qui concerne les équations des flux statorique et rotorique données par les relations (A.22) et (A.23), il est possible de déduire leur composante directe et transverse dans le système de coordonnées commun  $dq$  en appliquant une des transformations de Park données par les relations (A.30) et (A.31). L'application de la transformation de Park permet d'éliminer le couplage variable dû à la variation de l'angle  $\theta$  qui apparaît dans les équations (A.22) et (A.23).

L'expression des composantes  $d$  et  $q$  du vecteur flux statorique (exprimé dans le système de coordonnées commun  $dq$ ) obtenues dans ce cas sont données par les relations suivantes :

$$\Phi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \tag{A.40}$$

$$\Phi_{sq} = L_{sq} i_{sq} \tag{A.41}$$

Où  $L_{sd}$  et  $L_{sq}$  sont les inductances directes et transverses. Ces inductances sont constantes et sont fonctions des termes  $L_{s0}$ ,  $M_{s0}$  et  $L_s$ .

L'expression des composantes  $d$  et  $q$  du vecteur flux rotorique (exprimé dans le système de coordonnées commun  $dq$ ) obtenues dans ce cas sont données par les relations suivantes :

$$\Phi_{rd} = L_{rd} i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \tag{A.42}$$

$$\Phi_{rq} = 0 \tag{A.43}$$

En résumé, la figure A.4 présente le modèle de Park d'une machine synchrone à pôles saillants et sans amortisseurs dans le système de coordonnées commun  $dq$  tournant lié au rotor (l'axe  $d$  étant calé sur l'axe de l'enroulement rotorique de la machine synchrone).

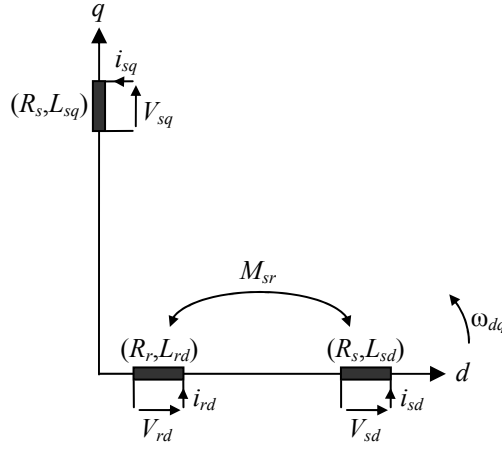


Fig.A.4. Modèle de Park d'une machine synchrone

Les équations électriques de la machine synchrone dans le système de coordonnées commun  $dq$  sont données par les relations suivantes :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_{dq} \Phi_{sq} \quad (\text{Rappel A.38})$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_{dq} \Phi_{sd} \quad (\text{Rappel A.39})$$

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \quad (\text{Rappel A.34})$$

$$\Phi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \quad (\text{Rappel A.40})$$

$$\Phi_{sq} = L_{sq} i_{sq} \quad (\text{Rappel A.41})$$

$$\Phi_{rd} = L_{rd} i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \quad (\text{Rappel A.42})$$

$$\Phi_{rq} = 0 \quad (\text{Rappel A.43})$$

#### A.4. Expression du couple et équation mécanique de la machine synchrone

La puissance apparente instantanée  $S(t)$  de la machine synchrone s'exprime comme suit :

$$S(t) = K_s (\vec{V}_{sdq} \vec{i}_{sdq}^*) \quad (\text{A.44})$$

L'astérisque (\*) caractérise une grandeur complexe conjuguée.

$K_s=1$  si les vecteurs  $\vec{V}_{sdq}$  et  $\vec{i}_{sdq}$  résultent d'une transformation qui conserve la puissance.

$K_s=3/2$  si les vecteurs  $\vec{V}_{sdq}$  et  $\vec{i}_{sdq}$  résultent d'une transformation qui conserve l'amplitude.

C'est le premier coefficient qui est retenu dans la suite de ce paragraphe.

La puissance active statorique instantanée de la machine synchrone s'écrit comme suit :

$$P_s(t) = \text{Re}[S(t)] = \text{Re}[\vec{V}_{sdq} \vec{i}_{sdq}^*] \quad (\text{A.45})$$

En remplaçant dans l'équation précédente le vecteur  $\vec{V}_{sdq}$  par son expression donnée par la relation (A.37) et en multipliant par  $dt$ , on obtient l'expression de l'énergie élémentaire statorique suivante :

$$d\omega_s = P_s(t)dt = \left[ R_s \vec{i}_{sdq} \cdot \vec{i}_{sdq}^* + \text{Re}[d\vec{\Phi}_{sdq} \vec{i}_{sdq}^*] + \omega_{dq} \text{Im}[\vec{i}_{sdq} \vec{\Phi}_{sdq}^*] \right] dt \quad (\text{A.46})$$

D'après l'équation (A.46), l'énergie électrique fournie au stator pendant le temps  $dt$  se décompose en trois termes :

- Le premier représente l'énergie perdue par effet Joule au stator.
- Le Deuxième représente la variation de l'énergie magnétique au stator.
- Le troisième représente l'énergie  $d\omega_{sr}$  transférée du stator au rotor à travers l'entrefer par l'intermédiaire du champ tournant.

Ainsi, on a :

$$d\omega_{sr} = \omega_{dq} \text{Im}[\vec{i}_{sdq} \vec{\Phi}_{sdq}^*] dt = \omega \text{Im}[\vec{i}_{sdq} \vec{\Phi}_{sdq}^*] dt \quad (\text{A.47})$$

Pour une machine synchrone, l'énergie  $d\omega_{sr}$  qui transite à travers l'entrefer est égale à l'énergie mécanique  $d\omega_{mec}$ .

La puissance mécanique est donc donnée par la relation suivante :

$$P_{mec} = \frac{d\omega_{mec}}{dt} = \frac{d\omega_{sr}}{dt} = \omega \text{Im}[\vec{i}_{sdq} \vec{\Phi}_{sdq}^*] = \Omega C_{em} = \frac{\omega}{p} C_{em} \quad (\text{A.48})$$

L'expression du couple électromagnétique  $C_{em}$  est donc donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = p \text{Im}[\vec{i}_{sdq} \vec{\Phi}_{sdq}^*] \quad (\text{A.49})$$

A noter que pour une conservation d'amplitude ( $K_s=3/2$ ), et avec un raisonnement similaire, l'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \text{Im}[\vec{i}_{sdq} \vec{\Phi}_{sdq}^*] \quad (\text{A.50})$$

En explicitant l'équation (A.49), l'expression du couple électromagnétique d'une machine synchrone est égale à :

$$C_{em} = p(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) = p((L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} + M_{sr} i_{sq} i_{rd}) \quad (\text{A.51})$$

Pour des transformations avec conservation d'amplitude, l'équation précédente devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) = \frac{3}{2} p((L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} + M_{sr} i_{sq} i_{rd}) \quad (\text{A.52})$$

Quant au modèle mécanique de la machine synchrone, il est donné par la relation suivante :

$$J \frac{d\omega}{dt} = p(C_{em} - C_r) - f\omega \quad (\text{A.53})$$

Où  $J$  est le moment d'inertie total ramené à l'arbre du moteur en  $\text{Kg.m}^2$ .  $C_r$  est le couple résistant imposé par la charge mécanique.  $f$  est le coefficient de frottement visqueux.



## Annexe B

# Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé

### B.1. Modélisation d'un onduleur de tension triphasé

L'onduleur de tension triphasé est un convertisseur continu alternatif permettant d'imposer aux bornes d'une charge triphasée des tensions de phase via une commande logique. Selon les puissances mises en jeu, l'onduleur de tension est équipé de transistors de commutation ou de thyristors GTO. La figure B.1 montre le schéma de principe d'un onduleur de tension triphasé alimentant une charge triphasée couplée en étoile. Il est composé de trois bras composés chacun de deux interrupteurs.

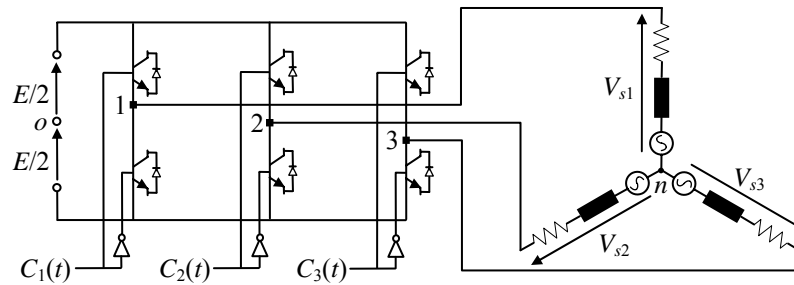


Fig.B.1. Schéma de principe d'un onduleur de tension alimentant une charge triphasée équilibrée

$E$  étant la tension du bus continu à l'entrée de l'onduleur de tension. La fonction  $C_i(t)$  ( $i=1,2,3$ ) est une fonction binaire qui représente l'état du  $i^{\text{ème}}$  bras de l'onduleur de tension. Cette fonction est suffisante à elle seule pour caractériser le fonctionnement d'un bras entier. En effet, les interrupteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire afin d'éviter un court-circuit de la source de tension d'entrée  $E$ . Ainsi, la fonction  $C_i(t)$  du  $i^{\text{ème}}$  bras est définie comme suit :

- $C_i(t)=1$  si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas est ouvert.
- $C_i(t)=0$  si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas est fermé.

Pour une charge triphasée équilibrée, le cas d'une machine triphasée alternative couplée en étoile, la relation liant les vecteurs tension simples  $V_{s1}(t)$ ,  $V_{s2}(t)$  et  $V_{s3}(t)$  aux signaux de commande  $C_1(t)$ ,  $C_2(t)$  et  $C_3(t)$  est donnée par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s1}(t) \\ V_{s2}(t) \\ V_{s3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{1n}(t) \\ V_{2n}(t) \\ V_{3n}(t) \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1(t) \\ C_2(t) \\ C_3(t) \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

En utilisant une transformation qui conserve l'amplitude, le vecteur tension spatial associé aux tensions simples délivrées par l'onduleur de tension a pour expression :

$$\vec{V}_s(t) = \frac{2}{3}(V_{1n}(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} V_{2n}(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} V_{3n}(t)) \quad (\text{B.2})$$

En remplaçant dans l'équation (B.2) les tensions simples selon la relation (B.1), le vecteur tension spatial peut être exprimé en fonction des états logiques des signaux de commande  $C_1(t)$ ,  $C_2(t)$  et  $C_3(t)$  comme suit :

$$\vec{V}_s(t) = \frac{2}{3}E(C_1(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} C_2(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} C_3(t)) \quad (\text{B.3})$$

Par ailleurs, le vecteur de tension spatial  $\vec{V}_s(t)$  peut être réécrit de la façon suivante :

$$\vec{V}_s(t) = V_{s\alpha}(t) + jV_{s\beta}(t) \quad (\text{B.4})$$

Où  $V_{s\alpha}(t)$  et  $V_{s\beta}(t)$  sont les projections du vecteur de tension spatial  $\vec{V}_s(t)$  sur respectivement l'axe  $\alpha$  et  $\beta$ .

L'identification des parties réelle et imaginaire des relations (B.3) et (B.4) permet d'exprimer les tensions  $V_{s\alpha}(t)$  et  $V_{s\beta}(t)$  en fonction des signaux de commande comme suit :

$$V_{s\alpha}(t) = \frac{E}{3}[2C_1(t) - C_2(t) - C_3(t)] \quad (\text{B.5})$$

$$V_{s\beta}(t) = \frac{E}{\sqrt{3}}[C_2(t) - C_3(t)] \quad (\text{B.6})$$

Ayant 8 combinaisons possibles pour les signaux de commande  $C_1(t)$ ,  $C_2(t)$  et  $C_3(t)$ , l'onduleur de tension triphasé permet donc de fournir 8 vecteurs spatiaux (Six vecteurs actifs et deux vecteurs nuls) comme le montre le tableau B.1 :

| $C_1(t)$ | $C_2(t)$ | $C_3(t)$ | $V_{s1}(t)$ | $V_{s2}(t)$ | $V_{s3}(t)$ | $V_{s\alpha}(t)$ | $V_{s\beta}(t)$ | $\vec{V}_s(t)$                  |
|----------|----------|----------|-------------|-------------|-------------|------------------|-----------------|---------------------------------|
| 0        | 0        | 0        | 0           | 0           | 0           | 0                | 0               | $\vec{V}_0 = 0$                 |
| 1        | 0        | 0        | $2E/3$      | $-E/3$      | $-E/3$      | $2E/3$           | 0               | $\vec{V}_1 = 2E/3$              |
| 1        | 1        | 0        | $E/3$       | $E/3$       | $-2E/3$     | $E/3$            | $E/\sqrt{3}$    | $\vec{V}_2 = (2E/3)e^{j\pi/3}$  |
| 0        | 1        | 0        | $-E/3$      | $2E/3$      | $-E/3$      | $-E/3$           | $E/\sqrt{3}$    | $\vec{V}_3 = (2E/3)e^{j2\pi/3}$ |
| 0        | 1        | 1        | $-2E/3$     | $E/3$       | $E/3$       | $-2E/3$          | 0               | $\vec{V}_4 = (2E/3)e^{j\pi}$    |
| 0        | 0        | 1        | $-E/3$      | $-E/3$      | $2E/3$      | $-E/3$           | $-E/\sqrt{3}$   | $\vec{V}_5 = (2E/3)e^{j4\pi/3}$ |
| 1        | 0        | 1        | $E/3$       | $-2E/3$     | $E/3$       | $E/3$            | $-E/\sqrt{3}$   | $\vec{V}_6 = (2E/3)e^{j5\pi/3}$ |
| 1        | 1        | 1        | 0           | 0           | 0           | 0                | 0               | $\vec{V}_7 = 0$                 |

Tab.B.1. Vecteurs de tension fournis par l'onduleur en fonction de l'état des signaux de commande

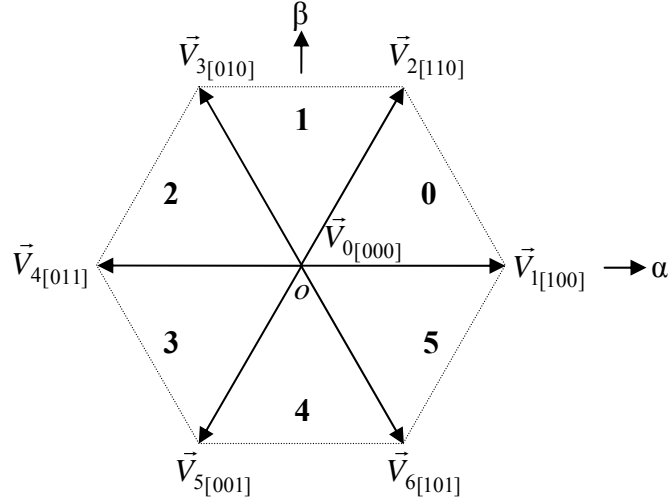


Fig.B.2. Représentation spatiale des vecteurs de tension fournis par l'onduleur de tension

## B.2. Commande par MLI d'un onduleur de tension triphasé

### B.2.1. Principe théorique de la MLI

Vu le caractère discret du fonctionnement des convertisseurs de puissance, une loi de modulation de type MLI consiste non plus à imposer le système  $[V_{1n}(t), V_{2n}(t), V_{3n}(t)]^t$  à tout instant, mais à imposer sa valeur moyenne  $[V_{1n}(k), V_{2n}(k), V_{3n}(k)]^t$  sur une période de hachage, où  $k$  correspond à la  $k^{ème}$  période.

$$\begin{bmatrix} V_{s1}(k) \\ V_{s2}(k) \\ V_{s3}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{1n}(k) \\ V_{2n}(k) \\ V_{3n}(k) \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(k) \\ a_2(k) \\ a_3(k) \end{bmatrix} \quad (B.7)$$

Où  $V_{si}[k] = V_{in}[k] = \frac{1}{T_{MLI}} \int_{kT_{MLI}}^{(k+1)T_{MLI}} V_{in}(t) dt$  et  $a_i(k) = \frac{1}{T_{MLI}} \int_{kT_{MLI}}^{(k+1)T_{MLI}} c_i(t) dt$  sont respectivement la valeur moyenne de la tension  $V_{in}(t)$  et le rapport cyclique du  $i^{ème}$  bras pour la  $k^{ème}$  période de hachage ( $i \in \{1, 2, 3\}$ ).  $T_{MLI}$  étant la période de hachage de la MLI.

L'objectif de la MLI est de trouver les rapports cycliques  $a_i(k)$  tels que :

$$\begin{bmatrix} V_{1n}(k) \\ V_{2n}(k) \\ V_{3n}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{1n}^*(k) \\ V_{2n}^*(k) \\ V_{3n}^*(k) \end{bmatrix} \quad (B.8)$$

Où  $V_{in}^*(k)$  est égale à la tension de référence  $V_{si}^*(k)$  de la  $i^{ème}$  phase que l'on souhaite imposer, lors de la  $k^{ème}$  période de hachage. Cependant, la recherche des rapports cycliques doit tenir compte des limitations suivantes :

$$\forall (i \in \{1, 2, 3\}, k) \quad 0 \leq a_i(k) \leq 1 \quad (B.9)$$

Afin de déterminer les rapports cycliques de telle sorte que la relation (B.8) soit vérifiée, on considère le système  $[V_{1o}(t), V_{2o}(t), V_{3o}(t)]^t$  donné par la relation (B.10). Cette relation est déduite à partir de la figure B.1.

$$\begin{bmatrix} V_{1o}(t) \\ V_{2o}(t) \\ V_{3o}(t) \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} C_1(t) \\ C_2(t) \\ C_3(t) \end{bmatrix} - \frac{E}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.10})$$

Le système  $[V_{1o}(t), V_{2o}(t), V_{3o}(t)]^t$  peut prendre huit valeurs selon l'état logique des signaux de commande. Ces valeurs sont données dans le tableau B.2.

| $C_1(t)$ | $C_2(t)$ | $C_3(t)$ | $V_{1o}(t)$ | $V_{2o}(t)$ | $V_{3o}(t)$ | $V_{so}(t)$ | $V_{sp}(t)$   | $V_{no}(t)$ |
|----------|----------|----------|-------------|-------------|-------------|-------------|---------------|-------------|
| 0        | 0        | 0        | $-E/2$      | $-E/2$      | $-E/2$      | 0           | 0             | $-E/2$      |
| 1        | 0        | 0        | $E/2$       | $-E/2$      | $-E/2$      | $2E/3$      | 0             | $-E/6$      |
| 1        | 1        | 0        | $E/2$       | $E/2$       | $-E/2$      | $E/3$       | $E/\sqrt{3}$  | $E/6$       |
| 0        | 1        | 0        | $-E/2$      | $E/2$       | $-E/2$      | $-E/3$      | $E/\sqrt{3}$  | $-E/6$      |
| 0        | 1        | 1        | $-E/2$      | $E/2$       | $E/2$       | $-2E/3$     | 0             | $E/6$       |
| 0        | 0        | 1        | $-E/2$      | $-E/2$      | $E/2$       | $-E/3$      | $-E/\sqrt{3}$ | $-E/6$      |
| 1        | 0        | 1        | $E/2$       | $-E/2$      | $E/2$       | $E/3$       | $-E/\sqrt{3}$ | $E/6$       |
| 1        | 1        | 1        | $E/2$       | $E/2$       | $E/2$       | 0           | 0             | $E/2$       |

Tab.B.2. Combinaisons réalisables du système  $[V_{1o}(t), V_{2o}(t), V_{3o}(t)]^t$

Où  $V_{no}(t)$  est la composante homopolaire.

Dans sa forme en valeur moyenne, le système (B.10) devient :

$$\begin{bmatrix} V_{1o}(k) \\ V_{2o}(k) \\ V_{3o}(k) \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} a_1(k) \\ a_2(k) \\ a_3(k) \end{bmatrix} - \frac{E}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.11})$$

Partant d'un système de référence  $[V_{1o}^*(k), V_{2o}^*(k), V_{3o}^*(k)]^t$ , il est alors facile d'inverser le système (B.11), à condition de respecter les contraintes données par la relation (B.9).

$$\begin{bmatrix} a_1(k) \\ a_2(k) \\ a_3(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{E} \begin{bmatrix} V_{1o}^*(k) \\ V_{2o}^*(k) \\ V_{3o}^*(k) \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.12})$$

La relation liant le système  $[V_{1o}^*(k), V_{2o}^*(k), V_{3o}^*(k)]^t$  au système  $[V_{1n}^*(k), V_{2n}^*(k), V_{3n}^*(k)]^t$  est la suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{1o}^*(k) \\ V_{2o}^*(k) \\ V_{3o}^*(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{1n}^*(k) \\ V_{2n}^*(k) \\ V_{3n}^*(k) \end{bmatrix} + V_{no}^*(k) \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.13})$$

Où  $V_{no}^*(k)$  est la composante homopolaire de référence pour la  $k^{ème}$  période de hachage.

Il est possible donc de déterminer les rapports cycliques en fonction du système de référence  $[V_{1n}^*(k), V_{2n}^*(k), V_{3n}^*(k)]^t$  et de la composante homopolaire de référence  $V_{no}^*(k)$  comme le montre la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} a_1(k) \\ a_2(k) \\ a_3(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{E} \left( \begin{bmatrix} V_{1n}^*(k) \\ V_{2n}^*(k) \\ V_{3n}^*(k) \end{bmatrix} + V_{no}^*(k) \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \right) + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.14})$$

Ainsi, déterminer les rapports cycliques qui permettent d'imposer aux bornes de la charge le système  $[V_{1n}^*(k), V_{2n}^*(k), V_{3n}^*(k)]^t$  tout en respectant les contraintes sur les rapports cycliques, revient à déterminer la composante  $V_{no}^*(k)$  à rajouter.

Il est à noter que les deux systèmes  $[V_{1n}^*(k), V_{2n}^*(k), V_{3n}^*(k)]^t$  et  $[V_{1o}^*(k), V_{2o}^*(k), V_{3o}^*(k)]^t$  sont identiques à la composante homopolaire près. Ce résultat peut être mis sous une forme plus avantageuse si la transformation de Clarke  $[C]$  définie par la relation (A.6) en annexe A est appliquée à ces deux systèmes.

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha}^*(k) \\ V_{s\beta}^*(k) \\ V_{no}^*(k) \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} V_{1o}^*(k) \\ V_{2o}^*(k) \\ V_{3o}^*(k) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} V_{s\alpha}^*(k) \\ V_{s\beta}^*(k) \\ 0 \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} V_{1n}^*(k) \\ V_{2n}^*(k) \\ V_{3n}^*(k) \end{bmatrix} \quad (\text{B.15})$$

$$\text{Où d'après (B.13) et (B.15) : } V_{no}^*(k) = V_{no}^*(k) \quad (\text{B.16})$$

### B.2.2. Réalisation d'une MLI Sinus-Triangle

La réalisation d'une MLI sinus-triangle s'effectue sans adjonction de composante homopolaire, c'est-à-dire qu'à chaque période de hachage, la composante  $V_{no}^*(k)$  est imposée nulle. Le système  $[V_{1o}^*(k), V_{2o}^*(k), V_{3o}^*(k)]^t$  est donc égal au système  $[V_{1n}^*(k), V_{2n}^*(k), V_{3n}^*(k)]^t$ . Le système de référence dans ce cas est un système triphasé équilibré sinusoïdal d'amplitude  $V$  et de pulsation  $\omega_s$  comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{1n}^*(k) \\ V_{2n}^*(k) \\ V_{3n}^*(k) \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \cos(\omega_s k T_{MLI}) \\ \cos(\omega_s k T_{MLI} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_s k T_{MLI} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{B.17})$$

En reprenant le système d'équation (B.12) et en respectant les contraintes inhérentes aux rapports cycliques, la valeur maximale  $V_{max}$  que peut prendre l'amplitude  $V$  est donnée par la relation (B.18).

$$V_{max} = \frac{E}{2} \quad (\text{B.18})$$

Cependant, cette valeur peut être améliorée pour atteindre l'amplitude maximale que peut prendre un système triphasé équilibré sinusoïdal de référence. Cette amplitude maximale peut

être déterminée en raisonnant à partir de la figure B.1. En effet, la tension entre phases maximale que peut générer un onduleur de tension est égale à  $E$ . Ainsi, si le système de tension entre phases est sinusoïdal, l'amplitude maximale est encore égale à  $E$ . Or, le rapport entre l'amplitude de la tension entre phases et l'amplitude de tension entre phase et neutre est égal à  $\sqrt{3}$ . Par conséquent, l'amplitude maximale que peut prendre le système  $[V_{1n}^*(k), V_{2n}^*(k), V_{3n}^*(k)]^t$  est égale à :

$$V_{\max} = \frac{E}{\sqrt{3}} \quad (\text{B.19})$$

Par conséquent l'amplitude du fondamental peut être améliorée de 15% selon (B.19). Ce résultat peut être atteint en rajoutant une composante homopolaire  $V_{no}^*(k)$  non nulle au système de référence  $[V_{1n}^*(k), V_{2n}^*(k), V_{3n}^*(k)]^t$  comme le montre le paragraphe qui suit.

### B.2.3. Réalisation d'une MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire

L'objectif de cette méthode est d'atteindre l'amplitude maximale que peut prendre un système triphasé, équilibré et sinusoïdal de référence. Partant du principe qu'il faut déterminer une composante  $V_{no}^*(k)$  appropriée permettant d'imposer aux bornes de la charge un système  $[V_{1n}^*(k), V_{2n}^*(k), V_{3n}^*(k)]^t$  pouvant atteindre l'amplitude  $V_{\max}$  donnée par la relation (B.19) tout en respectant les contraintes sur les rapports cycliques, la figure B.3 présente le schéma de principe de la commande MLI déduite à partir des relations précédentes :

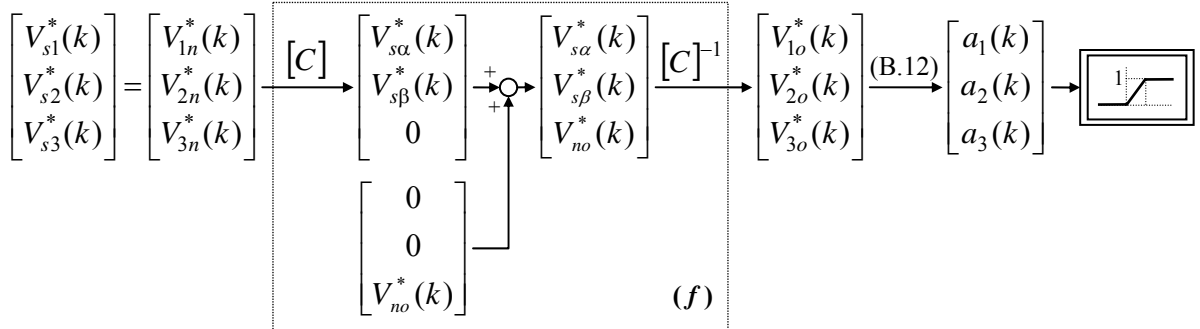


Fig.B.3. Schéma de principe de la MLI avec adjonction d'homopolaire

Trouver la relation  $f$  qui lie le système  $[V_{1n}^*(k), V_{2n}^*(k), V_{3n}^*(k)]^t$  au système  $[V_{1o}^*(k), V_{2o}^*(k), V_{3o}^*(k)]^t$  revient donc à déterminer la composante homopolaire  $V_{no}^*(k)$  à rajouter. Pour ce faire, il est possible d'effectuer un passage intermédiaire à partir du principe théorique de la MLI vectorielle

#### - Principe de la MLI vectorielle (Space Vector Modulation)

Ce type de MLI s'appuie sur une représentation vectorielle dans le plan  $(\alpha, \beta)$  du vecteur tension de référence. Le système de tensions de référence  $[V_{s\alpha}^*(k), V_{s\beta}^*(k)]^t$  peut être déduit à travers l'application de la transformation de Clarke simplifiée  $[C_{32}]$ , définie par la relation (A.10) en annexe A, au système  $[V_{1o}^*(k), V_{2o}^*(k), V_{3o}^*(k)]^t$  comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha}^*(k) \\ V_{s\beta}^*(k) \end{bmatrix} = [C_{32}] \begin{bmatrix} V_{1n}^*(k) \\ V_{2n}^*(k) \\ V_{3n}^*(k) \end{bmatrix} = [C_{32}] \begin{bmatrix} V_{1o}^*(k) \\ V_{2o}^*(k) \\ V_{3o}^*(k) \end{bmatrix} \quad (\text{B.20})$$

L'hexagone donné par la figure B.2, formé par les extrémités des vecteurs tension actifs, a été divisé en six secteurs de surfaces égales numérotés de 0 à 5. Les vecteurs de tension qui sont associés aux phases de roue libre sont confondus avec le point  $o$ . La MLI vectorielle consiste à générer en valeur moyenne le vecteur de tension  $[V_{s\alpha}^*(k), V_{s\beta}^*(k)]^t$  à partir des vecteurs de tension actifs qui bordent le secteur à l'intérieur duquel se trouve le vecteur tension de référence, et de compléter cette génération par des phases de roue libre à travers l'application des vecteurs de tension nuls. Pour ce faire, le raisonnement s'effectue par secteur. Dans ce qui suit est présenté le calcul pour le secteur n°1 de la figure B.2. Un raisonnement équivalent peut être effectué sur chacun des autres secteurs. Ainsi, si pour la  $k^{ème}$  période de hachage, le vecteur tension de référence appartient au secteur 1, il faut résoudre l'équation vectorielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha}^*(k) \\ V_{s\beta}^*(k) \end{bmatrix} = \alpha_2(k)\vec{V}_2 + \alpha_3(k)\vec{V}_3 + \alpha_0(k)\vec{V}_0 + \alpha_7(k)\vec{V}_7 \quad (B.21)$$

Où les valeurs des coefficients  $\alpha_2(k)$ ,  $\alpha_3(k)$ ,  $\alpha_0(k)$  et  $\alpha_7(k)$  sont à déterminer. Ces derniers correspondent à la fraction de temps, pour une période de hachage, pendant laquelle le vecteur commande qui leur est associé est appliqué. La détermination des coefficients  $\alpha_2(k)$  et  $\alpha_3(k)$  s'effectue à travers la projection de l'équation (B.21) sur les axes  $\alpha$  et  $\beta$ . Compte tenu du tableau B.2, les références  $V_{s\alpha}^*(k)$  et  $V_{s\beta}^*(k)$  s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{s\alpha}^*(k) = \alpha_2(k)\frac{E}{3} - \alpha_3(k)\frac{E}{3} \\ V_{s\beta}^*(k) = \alpha_2(k)\frac{E}{\sqrt{3}} + \alpha_3(k)\frac{E}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (B.22)$$

En inversant le système précédent, les coefficients  $\alpha_2(k)$  et  $\alpha_3(k)$  s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} \alpha_2(k) = \frac{1}{E} \left[ \frac{3}{2} V_{s\alpha}^*(k) + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{s\beta}^*(k) \right] \\ \alpha_3(k) = \frac{1}{E} \left[ -\frac{3}{2} V_{s\alpha}^*(k) + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{s\beta}^*(k) \right] \end{cases} \quad (B.23)$$

La relation (B.23) montre que les coefficients  $\alpha_2(k)$  et  $\alpha_3(k)$  sont fonction des grandeurs de référence  $V_{s\alpha}^*(k)$  et  $V_{s\beta}^*(k)$ . A ce niveau, il reste à déterminer les coefficients correspondants à la phase de roue libre. Pour ce faire, une infinité de choix est possible pour les coefficients  $\alpha_0(k)$  et  $\alpha_7(k)$ . La seule contrainte que les valeurs de ces coefficients doivent respecter sur ce secteur est :

$$\alpha_0(k) + \alpha_7(k) = 1 - \alpha_2(k) - \alpha_3(k) \quad (B.24)$$

Pour le choix des coefficients  $\alpha_0(k)$  et  $\alpha_7(k)$ , il est possible de choisir le cas d'une MLI centrée où les phases de roue libre sont équilibrées. Dans ce cas, les coefficients  $\alpha_0(k)$  et  $\alpha_7(k)$  sont donnés par la relation suivante :

$$\alpha_0(k) = \alpha_7(k) = \frac{1}{2}[1 - \alpha_2(k) - \alpha_3(k)] \quad (\text{B.25})$$

La figure B.4 présente une description des états de commutation des signaux de commande  $C_1(t)$ ,  $C_2(t)$  et  $C_3(t)$  correspondant à une MLI vectorielle centrée avec phases de roue libre équilibrées, et ce pour chaque secteur  $i$  ( $i=0..5$ ).

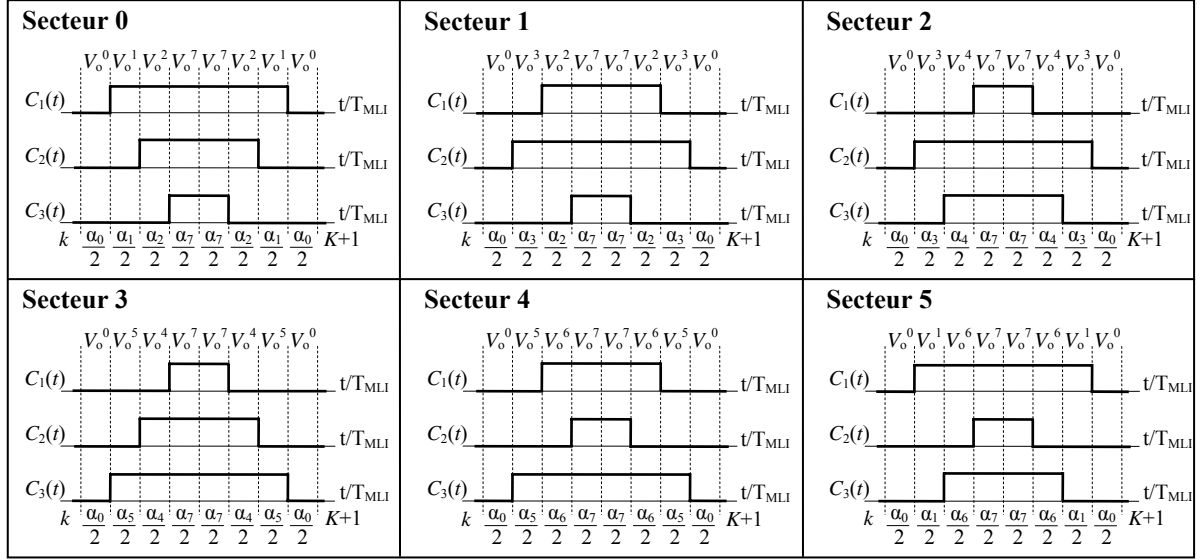


Fig.B.4. Description des états de commutation pour une MLI vectorielle centrée avec phases de roue libre équilibrées

A partir de la figure B.4, les rapports cycliques ont pour expression dans le secteur 1 :

$$\begin{cases} a_1(k) = \alpha_2(k) + \alpha_7(k) = \frac{1}{2}(1 + \alpha_2(k) - \alpha_3(k)) \\ a_2(k) = \alpha_2(k) + \alpha_3(k) + \alpha_7(k) = \frac{1}{2}(1 + \alpha_2(k) + \alpha_3(k)) \\ a_3(k) = \alpha_7(k) = \frac{1}{2}(1 - \alpha_2(k) - \alpha_3(k)) \end{cases} \quad (\text{B.26})$$

Si l'on remplace les rapports  $\alpha_2(k)$  et  $\alpha_3(k)$  par les expressions données par la relation (B.23), les expressions des rapports cycliques deviennent :

$$\begin{cases} a_1(k) = \frac{1}{2} + \frac{1}{E} \frac{3}{2} V_{sa}^*[k] \\ a_2(k) = \frac{1}{2} + \frac{1}{E} \frac{\sqrt{3}}{2} V_{s\beta}^*[k] \\ a_3(k) = \frac{1}{2} - \frac{1}{E} \frac{\sqrt{3}}{2} V_{s\beta}^*[k] \end{cases} \quad (\text{B.27})$$

Par la suite, la détermination des rapports cycliques est effectuée en s'inspirant de la structure présentée à la figure B.3 afin d'assurer un modèle simple à implanter. L'idée est donc de déterminer la composante  $V_{no}^*(k)$  à rajouter à chaque tension  $V_{in}^*(k)$  de référence. Celle-ci



peut se déduire du système (B.27) pour le premier secteur. En remplaçant dans le système (B.27)  $V_{sa}^*(k)$  et  $V_{s\beta}^*(k)$  par leurs expressions en fonction des tensions  $V_{in}^*(k)_{(i=1,2,3)}$  (Relation (B.20)), l'expression des rapports cycliques devient :

$$\begin{cases} a_1(k) = \frac{1}{E} \left( V_{1n}^*[k] + \frac{1}{2} V_{1n}^*[k] \right) + \frac{1}{2} \\ a_2(k) = \frac{1}{E} \left( V_{2n}^*[k] + \frac{1}{2} V_{1n}^*[k] \right) + \frac{1}{2} \\ a_3(k) = \frac{1}{E} \left( V_{3n}^*[k] + \frac{1}{2} V_{1n}^*[k] \right) + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (B.28)$$

En se référant à la relation (B.14), la composante homopolaire de référence  $V_{no}^*(k)$  à rajouter lorsqu'il s'agit du secteur 1 est donnée par la relation suivante :

$$V_{no}^*[k] = \frac{1}{2} V_{1n}^*[k] \quad (B.29)$$

Les résultats donnés par les relations (B.28) et (B.29) sont encore valables sur le secteur 4. Ceci s'explique par le fait que les combinaisons de commande pour ces deux secteurs sont complémentaires.

Pour les secteurs 0 et 3, les rapports cycliques ont pour expression :

$$\begin{cases} a_1(k) = \frac{1}{E} \left( V_{1n}^*[k] + \frac{1}{2} V_{2n}^*[k] \right) + \frac{1}{2} \\ a_2(k) = \frac{1}{E} \left( V_{2n}^*[k] + \frac{1}{2} V_{2n}^*[k] \right) + \frac{1}{2} \\ a_3(k) = \frac{1}{E} \left( V_{3n}^*[k] + \frac{1}{2} V_{2n}^*[k] \right) + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (B.30)$$

D'où une composante homopolaire à rajouter pour les secteurs 0 et 3 donnée par la relation suivante :

$$V_{no}^*[k] = \frac{1}{2} V_{2n}^*[k] \quad (B.31)$$

Enfin, pour les secteurs 2 et 5, les rapports cycliques ont pour expression :

$$\begin{cases} a_1(k) = \frac{1}{E} \left( V_{1n}^*[k] + \frac{1}{2} V_{3n}^*[k] \right) + \frac{1}{2} \\ a_2(k) = \frac{1}{E} \left( V_{2n}^*[k] + \frac{1}{2} V_{3n}^*[k] \right) + \frac{1}{2} \\ a_3(k) = \frac{1}{E} \left( V_{3n}^*[k] + \frac{1}{2} V_{3n}^*[k] \right) + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (B.32)$$

Soit une composante homopolaire à rajouter dans les secteurs 2 et 5 donnée par la relation suivante :

$$V_{no}^*[k] = \frac{1}{2} V_{3n}^*[k] \quad (B.33)$$

Ainsi, si le système  $[V_{1n}^*(k), V_{2n}^*(k), V_{3n}^*(k)]^t$  est triphasé équilibré, la facilité d'implantation vient de la façon avec laquelle est détecté le secteur dans lequel se trouve le vecteur tension de référence. Ce sera la tension  $V_{1n}^*(k)$  pour les secteurs 1 et 4, la tension  $V_{2n}^*(k)$  pour les secteurs 0 et 3 et la tension  $V_{3n}^*(k)$  pour les secteurs 2 et 5. Ainsi, quelque soit le secteur considéré, la tension  $V_{in}^*(k)$  ayant la plus petite valeur absolue correspond au double de la composante homopolaire  $V_{no}^*(k)$  à rajouter. Cette relation est donnée comme suit :

$$\forall k \quad V_{no}^*(k) = \frac{1}{2} V_j^*(k) \quad \text{tel que : } |V_j^*(k)| = \min(|V_{1n}^*(k)|, |V_{2n}^*(k)|, |V_{3n}^*(k)|) \quad (B.34)$$

La figure B.5.a présente la forme de la tension continue  $V_{no}^*(t)$ . Cette tension est d'harmonique 3. La figure B.5.b montre l'allure des tensions de référence  $V_{io}^*(k)$  résultantes de l'ajout de la composante homopolaire  $V_{no}^*(t)$  au système  $[V_{1n}^*(k), V_{2n}^*(k), V_{3n}^*(k)]^t$ . Il est à noter que pour une amplitude maximale du système  $[V_{1n}^*(k), V_{2n}^*(k), V_{3n}^*(k)]^t$  égale à  $E/\sqrt{3}$ , l'amplitude maximale du système  $[V_{1o}^*(k), V_{2o}^*(k), V_{3o}^*(k)]^t$  est égale à  $E/2$ .

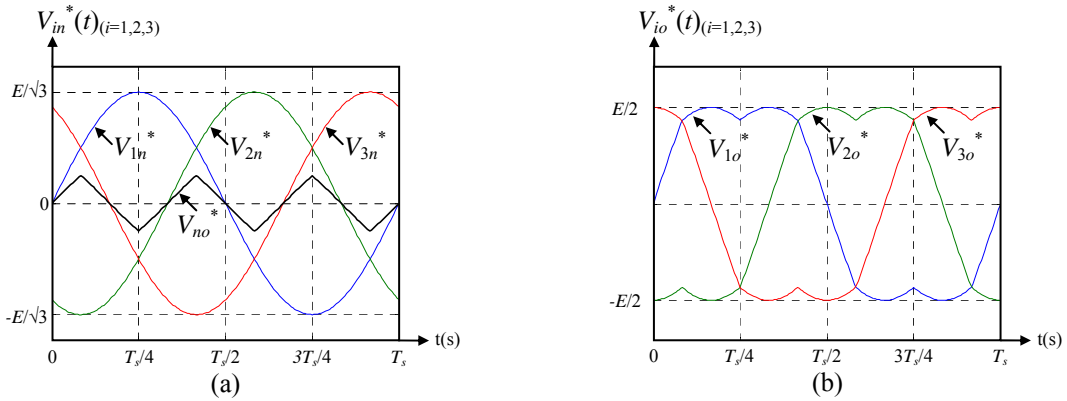


Fig.B.5. (a) Tensions  $V_{in}^*(t)_{(i=1,2,3)}$  et  $V_{no}^*(t)$  (b) Tensions  $V_{io}^*(t)_{(i=1,2,3)}$

En résumé, la figure B.6 présente le schéma de la MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire. Cette technique MLI est équivalente la "Space Vector Modulation", cependant elle beaucoup plus facile à implaner.

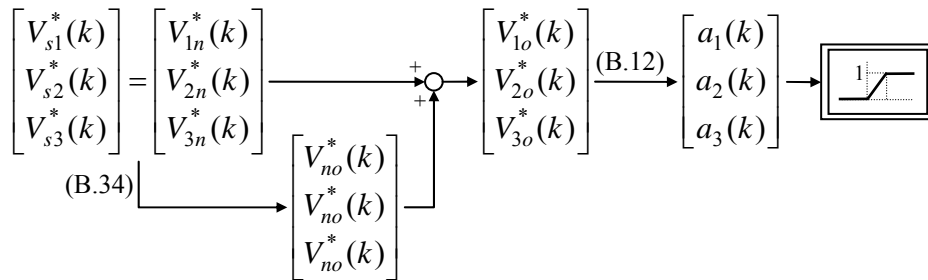


Fig.B.6. Schéma de principe de la MLI vectorielle avec adjonction d'homopolaire

## Annexe C

## Principe de fonctionnement d'un hacheur série

Le hacheur série est un convertisseur continu-continu. Ce convertisseur permet de générer à partir d'une tension continue fixe, une tension de valeur moyenne réglable. La figure C.1 présente le montage d'un hacheur série alimentant une charge RL. Cette charge représente l'inducteur de la machine synchrone. La figure C.2 présente les formes d'onde obtenues de la tension de sortie du hacheur  $V_{rd}$  et du courant aux bornes de la charge RL lorsque le hacheur est commandé via un signal  $C_H$  de période  $T_H$  et de rapport cyclique  $\alpha$ .

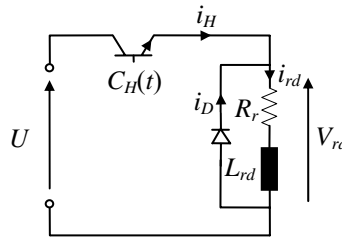


Fig.C.1. Schéma de principe d'un hacheur série alimentant une charge RL

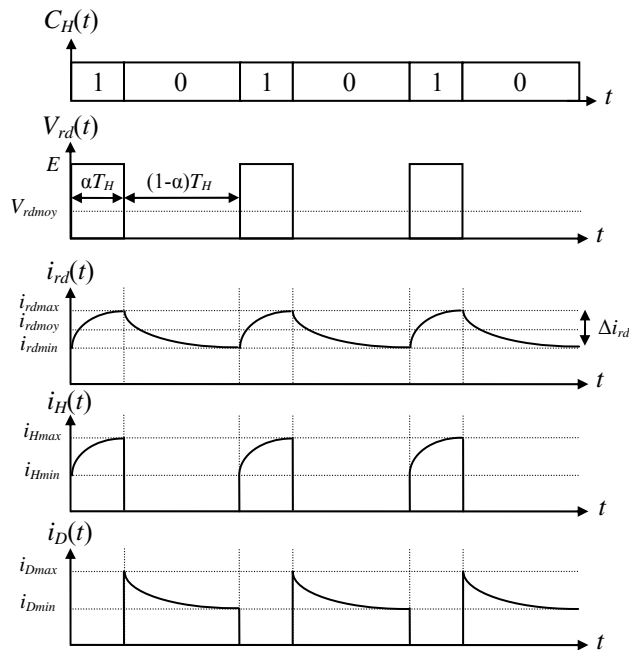


Fig.C.2. Formes d'ondes d'un hacheur série alimentant une charge RL

De 0 à  $\alpha T_H$ , le signal de commande  $C_H$  est au niveau logique haut et donc le transistor joue le rôle d'un interrupteur fermé. La source de tension  $U$  alimente donc la charge et la diode n'est pas passante. Le courant  $i_{rd}$  augmente donc progressivement. De  $\alpha T_H$  à  $T_H$ ,  $C_H$  est au niveau logique bas et donc le transistor joue le rôle d'un interrupteur ouvert. La diode devient alors passante et permet à la bobine de maintenir le courant. La charge n'étant pas alimentée dans ce cas, le courant diminue progressivement. La tension de sortie n'est pas continue, mais toujours positive. Lorsque la période  $T_H$  est assez faible, la charge RL ne voit pas les crêteaux de tension, mais plutôt la valeur moyenne de tension car elle se comporte comme un filtre

passé bas. Le rapport cyclique  $\alpha$  étant réglable, il permet par conséquent de faire varier la valeur moyenne de la tension de sortie  $V_{rd}$ . En effet, durant une  $k^{\text{ème}}$  période d'échantillonnage, la valeur moyenne de la tension de sortie  $V_{rd}$  en fonction du rapport cyclique  $\alpha$  s'exprime comme suit :

$$V_{rdmoy}[k] = \alpha[k]U \quad (\text{C.1})$$

Il est à noter que l'ondulation  $\Delta i_{rd}$  du courant aux bornes de la charge RL dépend fortement de l'inductance  $L$  et de la période  $T_H$ . Elle diminue lorsque l'inductance  $L$  augmente ou bien lorsque la période  $T_H$  diminue. Ainsi pour de faibles valeurs de  $T_H$ , il est possible d'approximer le courant  $i_{rd}$  à sa valeur moyenne  $i_{rdmoy}$ .

Le contrôle du courant  $i_{rd}$  est effectué à travers une stratégie de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée comme le montre la figure C.3.

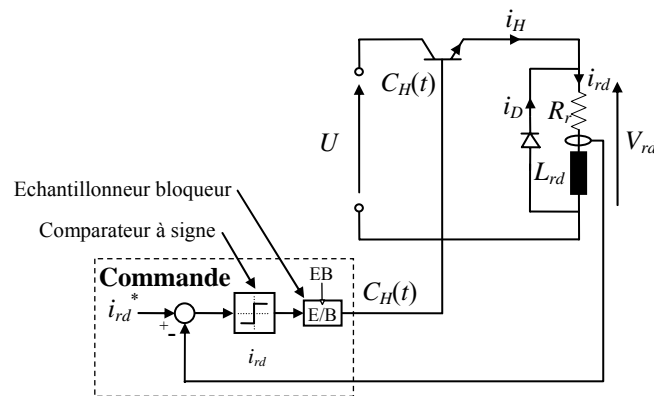


Fig.C.3. Schéma de principe de la commande du hacheur série

## Annexe D

# Identification des paramètres de la machine synchrone

### D.1. Plaque signalétique de la machine synchrone

Puissance : 0.8 KVA

Fréquence nominale :  $f_{sn}=50\text{Hz}$

Vitesse de rotation nominale :  $N=1500\text{ tr/mn}$

Tension rotorique maximale :  $V_{rmax}=220\text{ V}$

Courant rotorique maximal :  $I_{rmax}=1.6\text{ A}$ .

Couplage triangle :  $U_{neff}=220\text{ V}$  et  $I_{neff}=2.6\text{ A}$ .

Couplage étoile :  $U_{neff}=380\text{ V}$  et  $I_{neff}=1.5\text{ A}$ .

Courant statorique nominal par phase :  $I_{sn}=2.12\text{ A}$

### D.2. Identification des paramètres du modèle de Park de la machine synchrone

#### D.2.1. Identification des résistances statorique et rotorique

Les résistances du stator et du rotor de la machine synchrone sont estimées à partir d'un essai en courant continu ou en utilisant les outils de mesures standards. Pour la machine synchrone considérée, les valeurs des résistances statorique et rotorique sont les suivants :

$$R_s=10.1\ \Omega \quad \text{et} \quad R_r=62.5\ \Omega$$

#### D.2.2. Identification de la mutuelle $M_{sr}$

La valeur de la mutuelle stator rotor  $M_{sr}$  dépend du courant d'excitation  $i_{rd}$  appliqué aux bornes de l'inducteur de la machine synchrone. Les variations de la mutuelle  $M_{sr}$  en fonction du courant  $i_{rd}$  sont obtenues à partir d'un fonctionnement en alternateur à vide de la machine synchrone.

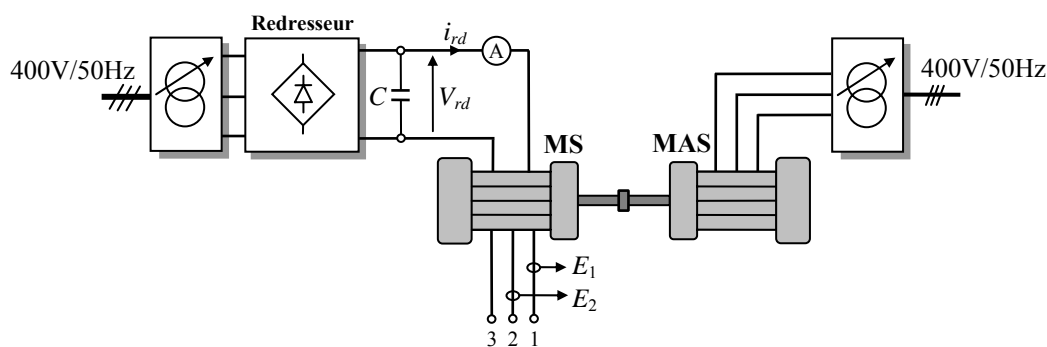


Fig.D.1. Montage de l'essai à vide

La figure D.1 présente le schéma de principe du montage réalisé pour l'identification de la mutuelle  $M_{sr}$  en fonction du courant d'excitation  $i_{rd}$ . La machine synchrone fonctionne en alternateur et est entraînée par une machine asynchrone alimentée par un autotransformateur triphasé dont le primaire est lié au réseau. Le courant d'excitation  $i_{rd}$  est un courant continu dont la valeur est imposée à travers la valeur de la tension d'excitation continue  $V_{rd}$ . La valeur de cette dernière est imposée via le rapport de transformation de l'autotransformateur en amont du redresseur triphasé.

Lors d'un fonctionnement à vide les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  sont nuls. Ainsi, pour un courant d'excitation  $i_{rd}$  constant, la dérivée  $d\Phi_{sd}/dt$  de l'équation (A.38) est nulle. Par ailleurs la composante  $\Phi_{sq}$  des équations (A.38) et (A.39) sont nulles. Par conséquent la tension  $V_{sd}$  donnée par l'équation (A.38) est nulle. L'expression de la tension  $V_{sq}$  quant à elle est donnée par la relation suivante :

$$V_{sq} = M_{sr} \omega_{dq} i_{rd} \quad (D.1)$$

Le couplage effectué au stator de la machine synchrone étant un couplage en étoile, l'amplitude de la FEM sinusoïdale mesurée aux bornes d'une phase statorique de la machine synchrone est égale à  $V_{sq}$  comme le montre la figure D.2. En supposant  $E_m$  l'amplitude de la FEM mesurée, la mutuelle stator rotor  $M_{sr}$  s'exprime comme suit :

$$M_{sr} = \frac{V_{sq}}{\omega_{dq} i_{rd}} = \frac{E_m}{\omega_{dq} i_{rd}} \quad (D.2)$$

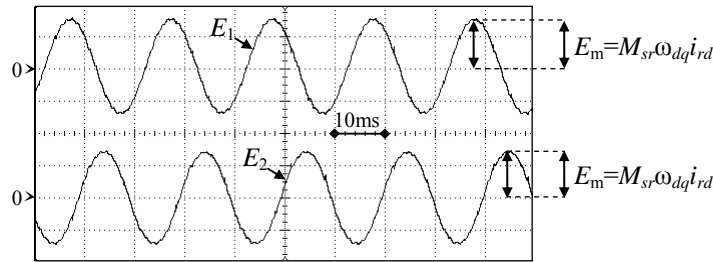


Fig.D.2. Allure de la FEM pour un fonctionnement en alternateur à vide

Le tableau D.1 et la figure D.3 présentent les résultats expérimentaux obtenus pour l'estimation de la mutuelle  $M_{sr}$  en fonction du courant d'excitation  $i_{rd}$ .

| $i_{rd}(\text{A})$ | $\omega_{dq}(\text{rad/s})$ | $E_m(\text{V})$ | $M_{sr}(\text{H})$ |
|--------------------|-----------------------------|-----------------|--------------------|
| 0.1                | 312.58                      | 63.2            | 2.02               |
| 0.2                | 312.58                      | 125             | 1.99               |
| 0.3                | 312.58                      | 180             | 1.92               |
| 0.4                | 312.58                      | 228             | 1.82               |
| 0.5                | 312.58                      | 264             | 1.69               |
| 0.6                | 312.58                      | 294             | 1.57               |
| 0.7                | 311.96                      | 320             | 1.46               |
| 0.8                | 311.96                      | 338             | 1.55               |

| $i_{rd}(\text{A})$ | $\omega_{dq}(\text{rad/s})$ | $E_m(\text{V})$ | $M_{sr}(\text{H})$ |
|--------------------|-----------------------------|-----------------|--------------------|
| 0.9                | 311.65                      | 352             | 1.25               |
| 1                  | 311.65                      | 364             | 1.17               |
| 1.1                | 311.65                      | 374             | 1.09               |
| 1.2                | 311.65                      | 382             | 1.02               |
| 1.3                | 311.33                      | 388             | 0.96               |
| 1.4                | 311.33                      | 396             | 0.91               |
| 1.5                | 311.33                      | 402             | 0.86               |
| 1.6                | 311.01                      | 408             | 0.82               |

Tab.D.1. Résultats expérimentaux de l'identification de  $M_{sr}$  en fonction de  $i_{rd}$

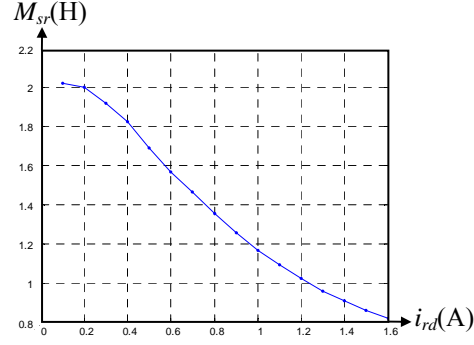


Fig.D.3. Résultats expérimentaux de l'identification de  $M_{sr}$  en fonction de  $i_{rd}$

### D.2.3. Identification des inductances $L_{sd}$ et $L_{sq}$

Dans ce paragraphe est présentée deux méthodes d'identification des inductances directe et transverse  $L_{sd}$  et  $L_{sq}$  d'une machine synchrone [Naou2-06]. Le principe de ces méthodes repose sur les équations caractérisant une machine synchrone dans un système de coordonnées commun  $dq$  (l'axe  $d$  est lié au rotor de la machine synchrone). L'identification des inductances  $L_{sd}$  et  $L_{sq}$  est réalisée en bloquant le rotor de la machine synchrone tout en la contrôlant à travers une stratégie de contrôle ON/OFF à régulateur indépendants et à fréquence de commutation limitée. Le principe de cette stratégie est donné par la figure 2.24 et est détaillé dans le paragraphe 2.3.1.1 du deuxième chapitre.

En remplaçant dans les équations (A.38) et (A.39) les termes en  $d/dt$  par le coefficient de Laplace  $s$  et en supposant que le courant d'excitation  $i_{rd}$  est maintenu constant (de dérivée nulle), les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  s'expriment comme suit :

$$i_{sd} = \frac{1}{(R_s + L_{sd}s)} (V_{sd} + \omega_{dq} \Phi_{sq}) \quad (D.3)$$

$$i_{sq} = \frac{1}{(R_s + L_{sq}s)} (V_{sq} - \omega_{dq} \Phi_{sd}) \quad (D.4)$$

En bloquant le rotor de la machine synchrone, la vitesse de rotation  $\omega_{dq}$  est nulle et les équations (A.38) et (A.39) deviennent :

$$i_{sd} = \frac{1}{(R_s + L_{sd}s)} V_{sd} \quad (D.5)$$

$$i_{sq} = \frac{1}{(R_s + L_{sq}s)} V_{sq} \quad (D.6)$$

Les tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  sont fonction de  $\theta_{dq}$  et des tensions  $V_{s1}$ ,  $V_{s2}$  et  $V_{s3}$  selon les relations suivantes caractérisant une transformation de Park :

$$V_{sd} = \frac{2}{3} (V_{s1} \cos(\theta_{dq}) + V_{s2} \cos(\theta_{dq} - \frac{2\pi}{3}) + V_{s3} \cos(\theta_{dq} - \frac{4\pi}{3})) \quad (D.7)$$

$$V_{sq} = -\frac{2}{3} (V_{s1} \sin(\theta_{dq}) + V_{s2} \sin(\theta_{dq} - \frac{2\pi}{3}) + V_{s3} \sin(\theta_{dq} - \frac{4\pi}{3})) \quad (D.8)$$

En bloquant le rotor de la machine synchrone de telle sorte que la position  $\theta_{dq}$  soit égale à zéro, les expressions de  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  deviennent alors :

$$V_{sd} = \frac{2}{3}(V_{s1} - \frac{V_{s2}}{2} - \frac{V_{s3}}{2}) \quad (D.9)$$

$$V_{sq} = -\frac{1}{\sqrt{3}}(V_{s2} - V_{s3}) \quad (D.10)$$

Or, les tensions simples  $V_{s1}$ ,  $V_{s2}$  et  $V_{s3}$  sont fonction des signaux de commande  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  et de la tension du bus continu  $E$  selon la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (D.11)$$

En remplaçant dans les équations (D.9) et (D.10) les tensions simples  $V_{s1}$ ,  $V_{s2}$  et  $V_{s3}$  selon la relation (D.11), les expressions des tension  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  deviennent :

$$V_{sd} = \frac{2}{3}E(C_1 - \frac{C_2}{2} - \frac{C_3}{2}) \quad (D.12)$$

$$V_{sq} = \frac{E}{\sqrt{3}}(C_2 - C_3) \quad (D.13)$$

En appliquant un échelon de référence nominal à la référence  $i_{sd}^*$  tout en maintenant la référence  $i_{sq}^*$  nulle, les courants de référence  $i_{s1}^*$ ,  $i_{s2}^*$  et  $i_{s3}^*$  résultants de la transformation de Park inverse prennent les valeur suivantes :

$$i_{s1}^* = i_{sd}^* = I_{sn} \quad (D.14)$$

$$i_{s2}^* = (-\frac{1}{2}i_{sd}^* + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{sq}^*) = -\frac{I_{sn}}{2} \quad (D.15)$$

$$i_{s3}^* = (-\frac{1}{2}i_{sd}^* - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{sq}^*) = -\frac{I_{sn}}{2} \quad (D.16)$$

Les courants mesurés  $i_{s1}$ ,  $i_{s2}$  et  $i_{s3}$  étant initialement nuls avant l'application de l'échelon sur  $i_{sd}^*$ , et selon les valeurs de références des courants statoriques  $i_{s1}^*$ ,  $i_{s2}^*$  et  $i_{s3}^*$ , les signaux de commande générés par le correcteur à hystérésis triphasé dans ce cas possèdent les niveaux logiques suivants :

$$[C_1 \ C_2 \ C_3] = [1 \ 0 \ 0] \quad (D.17)$$

A noter que durant cet essai, avant que  $i_{sd}$  n'atteigne sa référence  $i_{sd}^*$ , le courant  $i_{s1}$  reste inférieur au courant de référence  $i_{s1}^* = I_{sn}$ , le courant  $i_{s2}$  reste supérieur au courant de référence  $i_{s2}^* = -I_{sn}/2$  et le courant  $i_{s3}$  reste supérieur au courant de référence  $i_{s3}^* = -I_{sn}/2$ . Les niveaux logiques des signaux de commande  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  restent donc inchangés avant que le courant  $i_{sd}$  n'atteigne sa référence.



Ainsi, lors de l'application d'un échelon de référence sur  $i_{sd}^*$  égal au courant nominal, la tension  $V_{sd}$  est fonction dans ce cas de la tension du bus continu  $E$  comme le montre la relation (D.18) déduite à partir des relations (D.12) et (D.17).

$$V_{sd} = \frac{2}{3} E \quad (D.18)$$

Dans ce cas, l'équation (D.5) devient :

$$i_{sd} = \frac{(1/R_s)}{1 + \frac{L_{sd}}{R_s} s} \left( \frac{2E}{3} \right) \quad (D.19)$$

Selon la relation (D.19), pour que le courant  $i_{sd}$  puisse atteindre en régime permanent sa référence de courant nominal, il faut que la tension du bus continu appliquée soit supérieure ou égale à  $E_{min\_isd}$ , dont l'expression est donnée par la relation suivante :

$$E_{min\_isd} = \frac{3}{2} R_s I_{sn} \quad (D.20)$$

D'un autre côté, en appliquant un échelon de référence nominal à la référence  $i_{sq}^*$  tout en maintenant la référence  $i_{sd}^*$  nulle, les courants de référence  $i_{s1}^*$ ,  $i_{s2}^*$  et  $i_{s3}^*$  résultants de la transformation de Park inverse prennent les valeurs suivantes :

$$i_{s1}^* = i_{sd}^* = 0 \quad (D.21)$$

$$i_{s2}^* = \left( -\frac{1}{2} i_{sd}^* + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sq}^* \right) = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{sn} \quad (D.22)$$

$$i_{s3}^* = \left( -\frac{1}{2} i_{sd}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sq}^* \right) = -\frac{\sqrt{3}}{2} I_{sn} \quad (D.23)$$

Les courants mesurés  $i_{s1}$ ,  $i_{s2}$  et  $i_{s3}$  étant initialement nuls avant l'application de l'échelon sur  $i_{sq}^*$ , et selon les valeurs de références des courants statoriques  $i_{s1}^*$ ,  $i_{s2}^*$  et  $i_{s3}^*$  données par les relations (D.21), (D.22) et (D.23), les signaux de commande générés par le correcteur à hystérésis triphasé dans ce cas possèdent les niveaux logiques suivants:

$$[C_1 \ C_2 \ C_3] = [1 \ 0 \ 0] \quad (D.24)$$

A noter que durant cet essai, avant que  $i_{sq}$  n'atteigne sa référence  $i_{sq}^*$ , le courant  $i_{s1}$  reste nul, le courant  $i_{s2}$  reste inférieur au courant de référence  $i_{s2}^* = (\sqrt{3}/2) I_{sn}$  et le courant  $i_{s3}$  reste supérieur au courant de référence  $i_{s3}^* = -(\sqrt{3}/2) I_{sn}$ . Les niveaux logiques des signaux de commande  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  restent donc inchangés avant que le courant  $i_{sq}$  n'atteigne sa référence. Ainsi, lors de l'application d'un échelon de référence sur  $i_{sq}^*$  égal au courant nominal, la tension  $V_{sq}$  est fonction dans ce cas de la tension du bus continu  $E$  comme le montre la relation (D.25) déduite à partir des relations (D.13) et (D.24).

$$V_{sq} = \frac{E}{\sqrt{3}} \quad (D.25)$$

Dans ce cas, l'équation (D.6) devient :

$$i_{sq} = \frac{(1/R_s)}{1 + \frac{L_{sq}}{R_s}s} \left( \frac{E}{\sqrt{3}} \right) \quad (D.26)$$

Selon la relation (D.26), pour que le courant  $i_{sq}$  atteigne en régime permanent sa référence de courant nominal, il faut que la tension du bus continu appliquée soit supérieure ou égale à  $E_{min\_isq}$ , dont l'expression est donnée par la relation suivante :

$$E_{min\_isq} = \sqrt{3}R_s I_{sn} \quad (D.27)$$

### D.2.3.1. Première méthode d'identification des inductances $L_{sd}$ et $L_{sq}$

La première méthode d'identification des inductances  $L_{sd}$  et  $L_{sq}$  consiste à appliquer un échelon de courant nominal sur l'axe  $d$  (respectivement l'axe  $q$ ) tout en maintenant le courant de référence sur l'autre axe égal à zéro. La tension du bus continu doit être fixée égale à  $E_{isd\_min}$  si la référence de courant nominale est appliquée sur l'axe  $d$ . Sinon, si la référence de courant nominale est appliquée sur l'axe  $q$ , la tension du bus continu doit être fixée égale à  $E_{isq\_min}$ . Par conséquent, les réponses des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  seront des réponses d'un système du premier ordre comme le montre les résultats de simulation donnés par les figures D.4 et D.5.

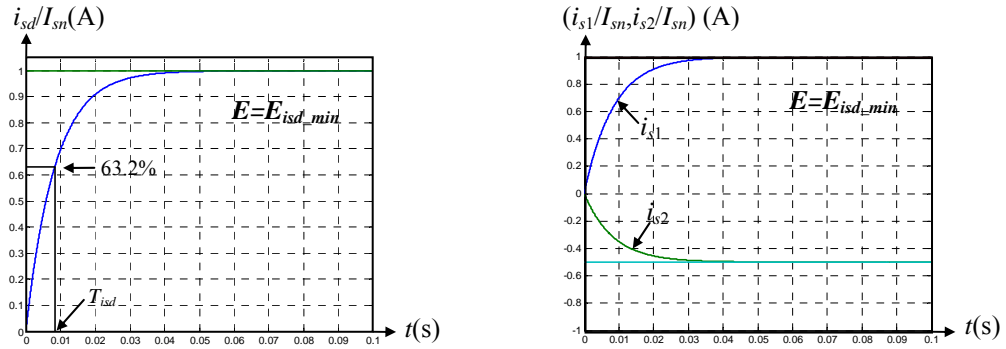


Fig.D.4. Réponse à un échelon  $i_{sd}^* = I_{sn}$  ( $E = E_{isd\_min}$ ,  $\theta_{dq} = 0$ )

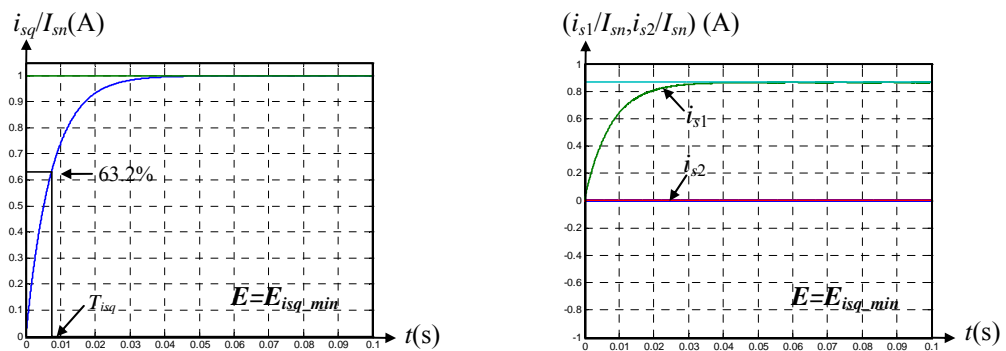


Fig.D.5. Réponse à un échelon  $i_{sq}^* = I_{sn}$  ( $E = E_{isq\_min}$ ,  $\theta_{dq} = 0$ )

Sur les figures D.4 et D.5, les temps  $T_{isd}$  et  $T_{isq}$  correspondant aux temps nécessaires à  $i_{sd}$  (respectivement à  $i_{sq}$ ) pour atteindre 63.2% de leur valeur nominale en régime permanent. Les inductances  $L_{sd}$  et  $L_{sq}$  peuvent alors être déterminées en se basant sur les équations (D.28) et (D.29).

$$L_{sd} = R_s * T_{isd} \quad (D.28)$$

$$L_{sq} = R_s * T_{isq} \quad (D.29)$$

### D.2.3.2. Deuxième méthode d'identification des inductances $L_{sd}$ et $L_{sq}$

Pour la deuxième méthode d'identification des inductances  $L_{sd}$  et  $L_{sq}$ , la tension du bus continu à appliquer doit être supérieure à  $E_{isd\_min}$  et  $E_{isq\_min}$ . A partir de l'équation (D.5) et en utilisant la transformée de Laplace inverse, l'évolution du courant  $i_{sd}$  après l'application d'un échelon à la référence  $i_{sd}^*$  (la référence  $i_{sq}^*$  est maintenue égale à zéro) est donnée par la relation suivante :

$$i_{sd}(t) = \frac{2E}{3R_s} (1 - e^{-\frac{t}{T_{isd}}}) \quad (D.30)$$

En supposant que  $t_d$  est le temps nécessaire au courant  $i_{sd}$  pour qu'il atteigne sa référence, l'inductance directe  $L_{sd}$  peut être déduite à partir de l'équation (D.30) comme suit :

$$L_{sd} = \frac{-R_s t_d}{\log(1 - \frac{3R_s i_{sd}^*}{2E})} \quad (D.31)$$

De manière similaire, à partir de la relation (D.6), l'évolution du courant  $i_{sq}$  après l'application d'un échelon de courant à la référence  $i_{sq}^*$  (la référence  $i_{sd}^*$  est maintenue égale à zéro) est donnée par la relation suivante :

$$i_{sq}(t) = \frac{E}{\sqrt{3}R_s} (1 - e^{-\frac{t}{T_{isq}}}) \quad (D.32)$$

En supposant que  $t_q$  est le temps nécessaire au courant  $i_{sq}$  pour qu'il atteigne sa référence, l'inductance transverse  $L_{sq}$  peut être déduite à partir de l'équation (D.32) comme suit :

$$L_{sq} = \frac{-R_s t_q}{\log(1 - \frac{\sqrt{3}R_s i_{sq}^*}{E})} \quad (D.33)$$

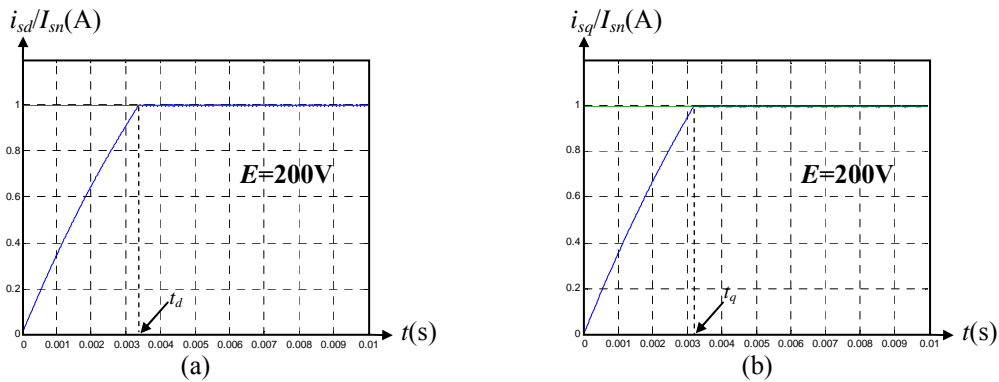


Fig.D.6. ( $E=200\text{ V}, \theta_{dq}=0$ ) (a) Réponse à un échelon  $i_{sd}^* = I_{sn}$  (a) Réponse à un échelon  $i_{sq}^* = I_{sn}$

### D.2.3.3. Mise en œuvre expérimentale des méthodes d'identification de $L_{sd}$ et $L_{sq}$

La figure D.7 présente le dispositif expérimental mis en œuvre pour l'identification des inductances  $L_{sd}$  et  $L_{sq}$ . La valeur de la tension du bus continu appliquée est imposée via le rapport de transformation de l'autotransformateur en amont du pont redresseur. Un voltmètre connecté aux bornes de la capacité de filtrage permet de lire le niveau de tension continue  $E$  appliquée. Les échelons de référence  $i_{sd}^*$  et  $i_{sq}^*$  sont envoyées à partir de l'ordinateur hôte vers la carte FPGA à travers la liaison série RS232. Une transformation de Park (123-dq) permet de déterminer les valeurs numériques des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  à partir des courants statorique  $i_{s1}$  et  $i_{s2}$  mesurés ainsi que de la position  $\theta_{dq}$  captée. Une interface CNA permet par la suite de contrôler le processus de conversion numérique analogique des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  et de voir leur évolution sur oscilloscope.

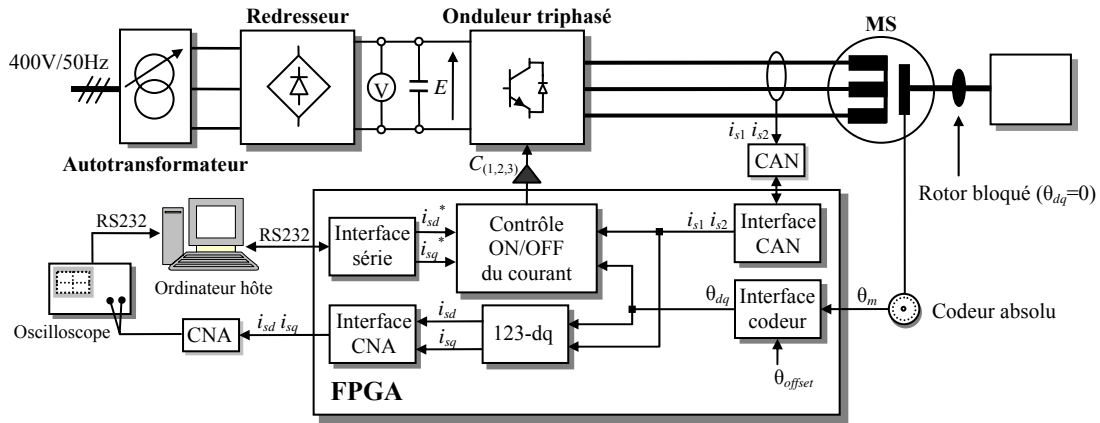


Fig.D.7. Dispositif expérimental mis en œuvre pour l'identification de  $L_{sd}$  et  $L_{sq}$

Les figures D.8 et D.9 présentent les résultats expérimentaux obtenus pour l'identification des inductances  $L_{sd}$  et  $L_{sq}$  à travers la première méthode d'identification. En déterminant expérimentalement les valeurs des constantes de temps  $T_{isd}$  et  $T_{isq}$ , les valeurs des inductances  $L_{sd}$  et  $L_{sq}$  sont par la suite déduites selon les relations (D.28) et (D.29).

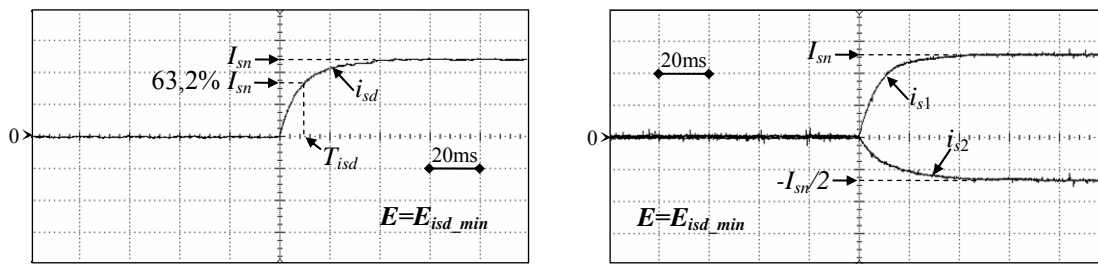


Fig.D.8. Résultats expérimentaux de la réponse à un échelon  $i_{sd}^* = I_{sn}$  ( $E = E_{isd\_min}$ ,  $\theta_{dq} = 0$ )

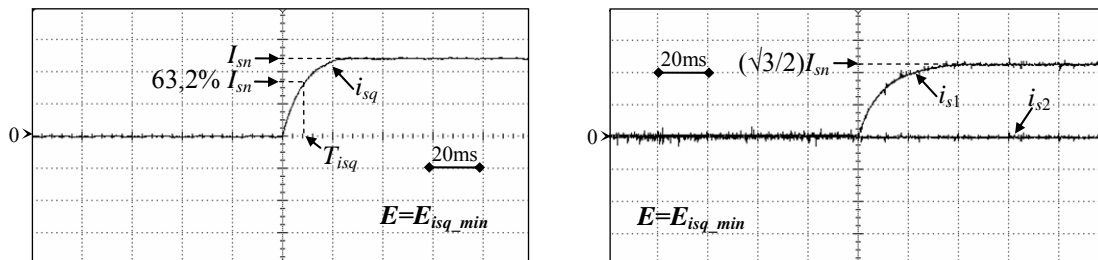


Fig.D.9. Résultats expérimentaux de la réponse à un échelon  $i_{sq}^* = I_{sn}$  ( $E = E_{isq\_min}$ ,  $\theta_{dq} = 0$ )

La figure D.10 présente les résultats expérimentaux obtenus pour l'identification des inductances  $L_{sd}$  et  $L_{sq}$  en utilisant la deuxième méthode d'identification. Ces résultats sont obtenus en fixant la tension du bus continu  $E$  égale à 200 V. Les valeurs des inductances sont déduites à partir des valeurs expérimentales des temps  $t_d$  et  $t_q$  en utilisant les relations (D.31) et (D.33).

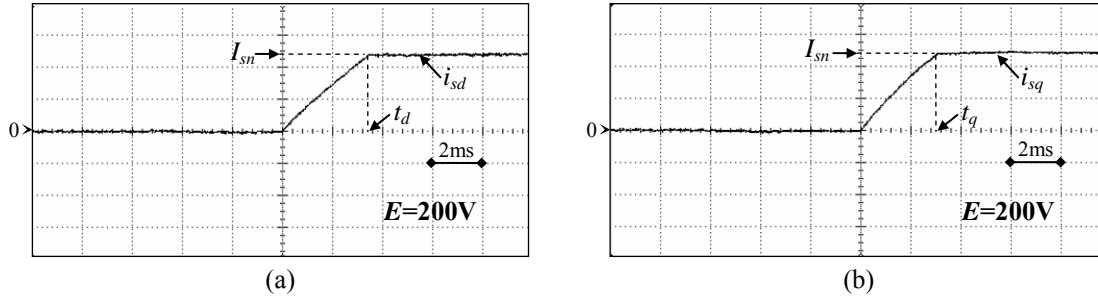


Fig.D.10. ( $E=200\text{ V}, \theta_{dq}=0$ ) (a) Réponse à un échelon  $i_{sd}^* = I_{sn}$  (a) Réponse à un échelon  $i_{sq}^* = I_{sn}$

Cependant, les valeurs des inductances  $L_{sd}$  et  $L_{sq}$  ne sont pas constantes et dépendent de l'amplitude du vecteur courant statorique appliqué. Pour ce faire, des essais d'identification avec la deuxième méthode sont effectués pour des amplitudes différentes des références  $i_{sd}^*$  et  $i_{sq}^*$ . Durant ces essais, la tension du bus continu  $E$  est fixée égale à 200 V. Le tableau D.2 présente les différentes valeurs obtenues pour l'inductance  $L_{sd}$  en appliquant des échelons d'amplitudes différentes à la référence  $i_{sd}^*$ , tout en maintenant la référence  $i_{sq}^*$  nulle. Ces différentes valeurs sont déduites à partir de la relation (D.31).

| $i_{sd}^*$ (A) | $t_d$ (ms) | $L_{sd}$ (H) |
|----------------|------------|--------------|
| 0.4            | 0.48       | 0.157        |
| 0.6            | 0.839      | 0.182        |
| 0.8            | 1.55       | 0.216        |
| 1              | 1.88       | 0.241        |
| 1.2            | 2.54       | 0.269        |
| 1.4            | 3.56       | 0.320        |
| 1.6            | 4.48       | 0.350        |
| 1.8            | 5.52       | 0.380        |
| 2              | 6.9        | 0.424        |
| 2.2            | 8.2        | 0.454        |

| $i_{sd}^*$ (A) | $t_d$ (ms) | $L_{sd}$ (H) |
|----------------|------------|--------------|
| 2.4            | 9.4        | 0.473        |
| 2.6            | 10.2       | 0.469        |
| 2.8            | 11.1       | 0.470        |
| 3              | 11.6       | 0.454        |
| 3.2            | 12         | 0.436        |
| 3.4            | 12.6       | 0.427        |
| 3.6            | 13         | 0.412        |
| 3.8            | 13.2       | 0.392        |
| 4              | 13.4       | 0.374        |

Tab.D.2. Résultats expérimentaux de l'identification de  $L_{sd}$  en fonction de  $i_{sd}^*$

| $i_{sq}^*$ (A) | $t_q$ (ms) | $L_{sq}$ (H) |
|----------------|------------|--------------|
| 0.4            | 0.44       | 0.124        |
| 0.6            | 0.76       | 0.142        |
| 0.8            | 1.16       | 0.161        |
| 1              | 1.6        | 0.176        |
| 1.2            | 1.96       | 0.178        |
| 1.4            | 2.26       | 0.174        |
| 1.6            | 2.52       | 0.168        |
| 1.8            | 3          | 0.176        |
| 2              | 3.32       | 0.174        |
| 2.2            | 3.6        | 0.170        |

| $i_{sq}^*$ (A) | $t_q$ (ms) | $L_{sq}$ (H) |
|----------------|------------|--------------|
| 2.4            | 4.12       | 0.176        |
| 2.6            | 4.3        | 0.168        |
| 2.8            | 4.9        | 0.176        |
| 3              | 5.1        | 0.169        |
| 3.2            | 5.9        | 0.181        |
| 3.4            | 6.2        | 0.177        |
| 3.6            | 6.6        | 0.176        |
| 3.8            | 7.1        | 0.177        |
| 4              | 7.8        | 0.182        |

Tab.D.3. Résultats expérimentaux de l'identification de  $L_{sq}$  en fonction de  $i_{sq}^*$

Le tableau D.3 présente les différentes valeurs obtenues pour l'inductance  $L_{sq}$  en appliquant des échelons d'amplitudes différentes à la référence  $i_{sq}^*$ , tout en maintenant la référence  $i_{sd}^*$  nulle. Ces différentes valeurs sont déduites à partir de la relation (D.33).

La figure D.11 présente les résultats expérimentaux concernant l'évolution des inductances  $L_{sd}$  et  $L_{sq}$  en fonction de l'amplitude du courant statorique. Cette figure montre que la saturation du circuit magnétique conduit à une variation des valeurs des inductances lorsque le courant statorique augmente, notamment la valeur de l'inductance directe.

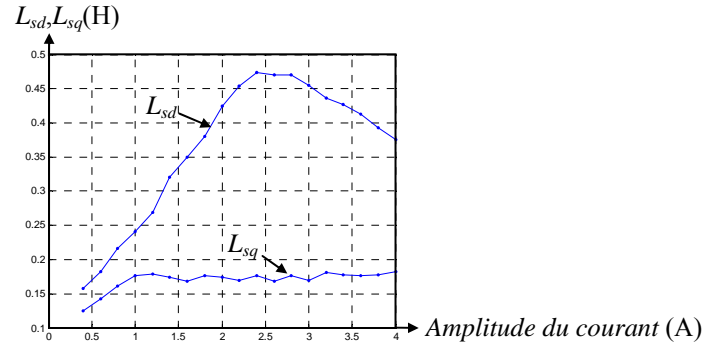


Fig.D.11. Résultats expérimentaux de l'évolution de  $L_{sd}$  et  $L_{sq}$  en fonction de l'amplitude du courant statorique

## Annexe E

# Cartes électroniques du dispositif expérimental

### E.1. Carte d'acquisition

La carte d'acquisition est destinée à assurer l'acquisition de trois courants et d'une tension du bus continu. Elle est basée sur la carte ARCTU3I donnée par la figure E.1 qui permet de générer des images analogiques des courants et de la tension du bus continu considérés. La carte d'acquisition développée est caractérisée par une amplitude maximale des courants à capter égale à 50 A. Le calibre des images analogiques des courants correspond à  $\pm 2.5$  V pour une amplitude de courant égale à  $\pm 10$  A. La tension du bus continu maximale que peut capter la carte d'acquisition est égale à 1200V. Le calibrage de l'image de la tension du bus continu est effectué de telle sorte que la carte d'acquisition génère une tension continue égale à 1V pour une tension du bus continu égale à 100V. Il est à noter qu'il est possible de choisir d'autres calibres pour le courant et la tension du bus continu comme on le montrera par la suite. La figure E.2 présente les entrées sorties de la carte d'acquisition considérée suivie du tableau E.1 spécifiant la fonction de chacune d'elles.

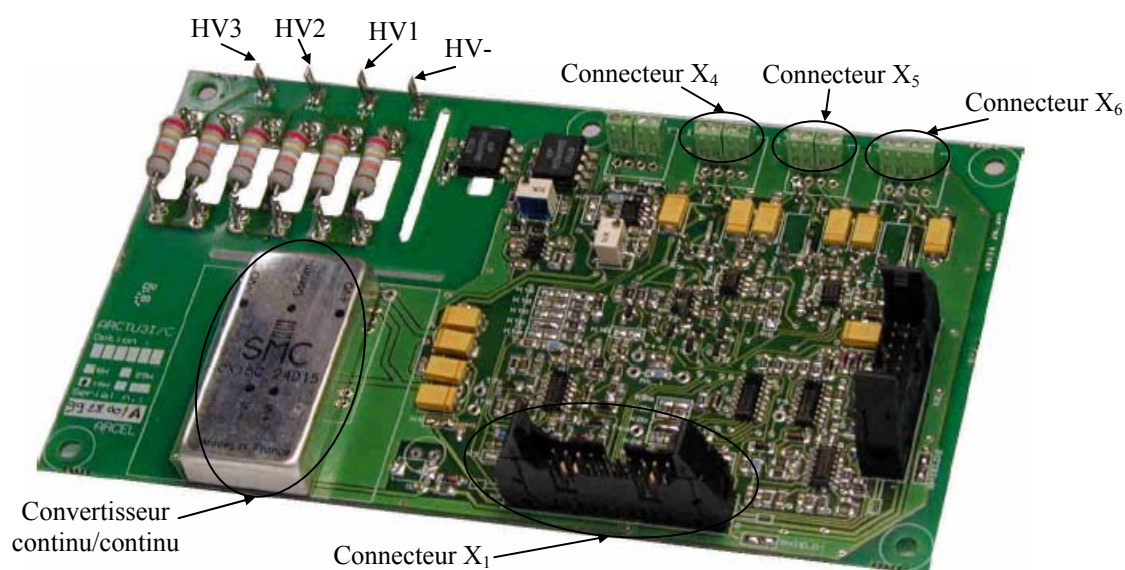


Fig.E.1. Carte ARCTU3I



Fig.E.2. Entrées/Sorties de la carte d'acquisition

| Nom          | E/S    | Fonction   |
|--------------|--------|--|
| $i_{1in}$    | Entrée | Entrée du courant $i_1$ à mesurer  |
| $i_{1out}$   | Sortie | Sortie du courant $i_1$ à mesurer  |
| $i_{2in}$    | Entrée | Entrée du courant $i_2$ à mesurer  |
| $i_{2out}$   | Sortie | Sortie du courant $i_2$ à mesurer  |
| $i_{3in}$    | Entrée | Entrée du courant $i_3$ à mesurer  |
| $i_{3out}$   | Sortie | Sortie du courant $i_3$ à mesurer  |
| $V_{dc}^+$   | Entrée | Borne positive de la tension du bus continu à mesurer                          |
| $V_{dc}^-$   | Entrée | Borne négative de la tension du bus continu à mesurer                          |
| $U_{i_1}$    | Sortie | Tension image du courant $i_1$ : $U_{i_1} = (2.5/10) i_1$ (V)                  |
| $U_{i_2}$    | Sortie | Tension image du courant $i_2$ : $U_{i_2} = (2.5/10) i_2$ (V)                  |
| $U_{i_3}$    | Sortie | Tension image du courant $i_3$ : $U_{i_3} = (2.5/10) i_3$ (V)                  |
| $U_{V_{dc}}$ | Sortie | Tension image de la tension du bus continu : $U_{V_{dc}} = (1/100) V_{dc}$ (V) |

Tab.E.1 Entrées/Sorties de la carte d'acquisition

### E.1.1. Schéma de principe

La figure E.3 présente le schéma de principe de la carte d'acquisition considérée. Cette dernière repose sur la carte ARCTU3I qui intègre trois voies identiques de mesure de courant (courant continu ou alternatif) et une voie de mesure de tension de bus continu (à l'entrée de l'onduleur).

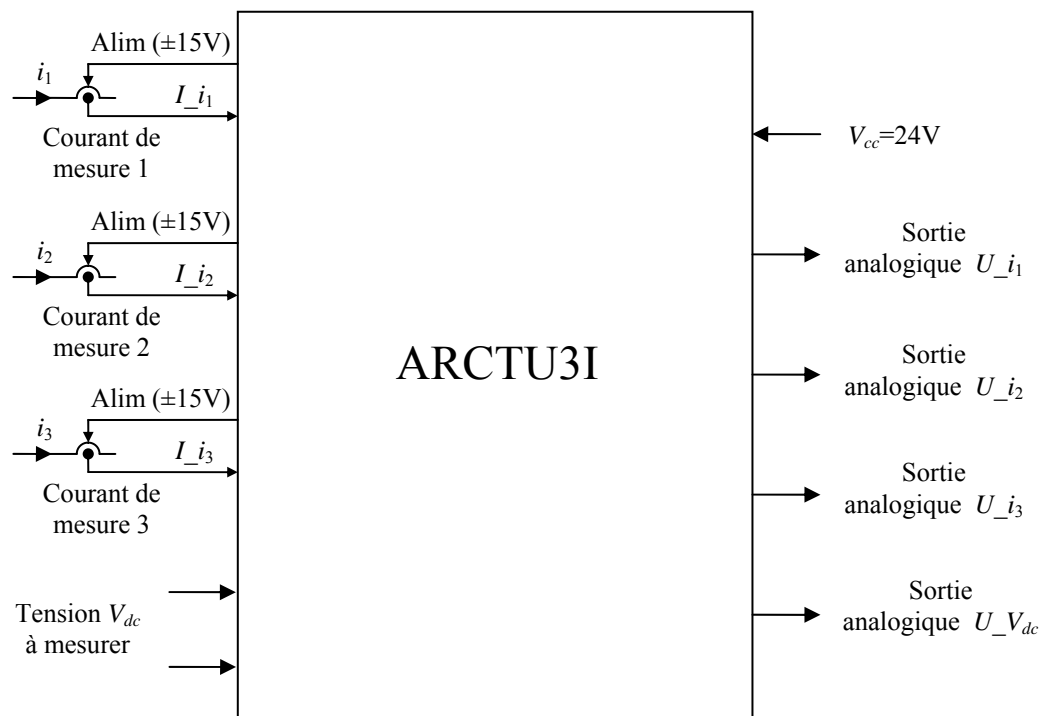


Fig.E.3. Schéma de principe de la carte d'acquisition

Des capteurs de courant sont associés à la carte ARCTU3I et assurent l'acquisition des courants ainsi que l'isolation galvanique tandis que la tension du bus continu est appliquée directement sur la carte ARCTU3I. L'alimentation de la carte ARCTU3I est assurée par un convertisseur continu/continu intégré sur la carte elle-même. Celui-ci alimente les circuits internes de la carte ARCTU3I ainsi que les capteurs de courant à partir d'une tension d'alimentation  $V_{cc}$  égale à 24V. Cette tension est appliquée aux broches 8 et 9 du connecteur



$X_1$  de la carte ARCTU3I. La masse de l'alimentation est liée à la broche 7 du connecteur  $X_1$ . L'alimentation des capteurs de courants +15 V et -15 V est fournie automatiquement dès la mise sous tension de la carte ARCTU3I sur les connecteurs  $X_4$ ,  $X_5$  et  $X_6$ . L'alimentation +15V se trouve sur la broche 1 tandis que l'alimentation -15V se trouve sur la broche 3 de chacun des connecteurs  $X_4$ ,  $X_5$  et  $X_6$ . Le courant de mesure au secondaire de chacun des capteurs de courant est relié à la broche 2 de chacun des connecteurs  $X_4$ ,  $X_5$  et  $X_6$ . Les bornes positive et négative de la tension  $V_{dc}$  à mesurer sont respectivement reliées aux broches HV- et HV3 de la carte ARCTU3I. Les sorties analogiques  $U_{i_1}$ ,  $U_{i_2}$  et  $U_{i_3}$  images des trois courants à mesurer se trouvent respectivement sur les broches 16, 18 et 19 du connecteur  $X_1$  de la carte ARCTU3I. La sortie analogique  $U_{V_{dc}}$  image de la tension du bus continu à mesurer se trouve sur la broche 6 du connecteur  $X_1$ .

### E.1.2. Mesure des courants

Comme mentionné précédemment, la carte d'acquisition intègre trois voies identiques de mesure de courant. Lorsqu'un courant  $i_k$  est présent dans le circuit de puissance, il est recopié par un capteur de courant qui délivre un courant  $I_{i_k}$  proportionnel au courant  $i_k$ . La figure E.4 présente le schéma de principe de mesure du courant via un capteur LEM à effet Hall. Le calibre du capteur LEM utilisé est 50A/50mA, soit un rapport de transformation du courant au primaire  $i_k$  sur le courant au secondaire  $I_{i_k}$  égal à 1000.

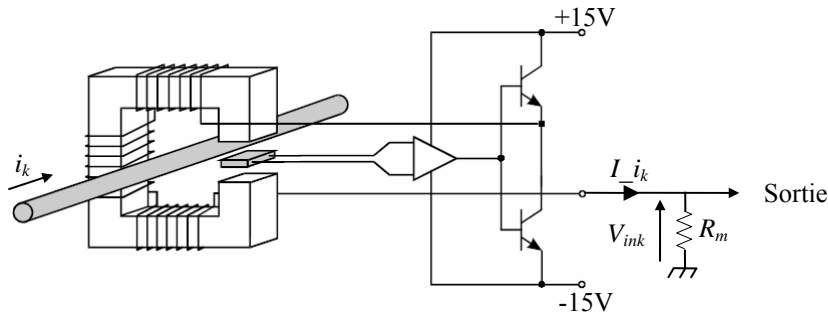


Fig.E.4. Principe de fonctionnement du capteur LEM

La tension  $V_{ink}$  aux bornes de la résistance de mesure  $R_m$  est donc proportionnelle au courant  $i_k$ . D'après le constructeur du capteur LEM, la résistance de mesure doit être comprise entre 100 et 320  $\Omega$ . La sortie de mesure du capteur LEM est reliée à la carte ARCTU3I. Le schéma ci-dessous présente l'architecture d'une voie de mesure de courant.

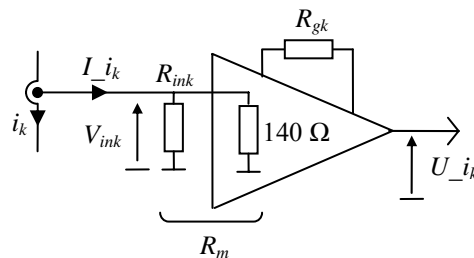


Fig.E.5. Architecture d'une voie de mesure de courant

L'amplificateur possède à son entrée une résistance de valeur 140  $\Omega$  et un plot où il est possible d'ajouter une résistance  $R_{ink}$  en parallèle. D'après le constructeur de la carte ARCTU3I, pour des courants  $I_{i_k}$  inférieurs à 35.7 mA, la résistance  $R_{ink}$  n'est pas nécessaire. Etant donné qu'on se limitera à des courants d'amplitude 10A et donc à des courants  $I_{i_k}$  inférieurs à 10 mA, cette résistance n'est pas ajoutée. La résistance de mesure mentionnée dans la figure E.5 est donc égale à 140  $\Omega$ . D'après le constructeur, le rapport  $U_{i_k}/I_{i_k}$  est



## E.2. Carte de conversion analogique numérique

La carte de conversion analogique numérique (A/N) assure la conversion analogique numérique de chacune des sorties analogiques  $U_{i1}$ ,  $U_{i2}$ ,  $U_{i3}$  et  $U_{Vdc}$  générées par la carte d'acquisition. Elle est basée sur quatre convertisseurs AD9221 parallèles de résolution 12 bits.

### E.2.1. Montage de conversion A/N pour l'acquisition des courants

Les montages de conversion analogique numérique des tensions  $U_{i1}$ ,  $U_{i2}$  et  $U_{i3}$  images des courants sont identiques. Chacun de ces montages est divisé en trois étages montés en cascade. Le premier contient un montage suiveur, le deuxième contient un montage soustracteur différentiel et le troisième contient le montage correspondant au convertisseur analogique numérique AD9221.

- Montage suiveur : Le montage suiveur est donné par la figure E.7. Ce montage est fait à partir d'un simple amplificateur opérationnel en reliant la borne négative de l'entrée de l'amplificateur à sa sortie. Le gain de la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée est unitaire. L'objectif de ce montage est d'assurer une adaptation d'impédance entre le circuit de la carte d'acquisition et le circuit de la carte de conversion analogique numérique pour prévenir toute interaction parasite.

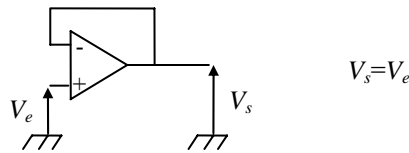


Fig.E.7. Montage suiveur

- Montage soustracteur différentiel : Le montage soustracteur différentiel est donné par la figure E.8. Ce montage permet d'amplifier la différence entre deux signaux.

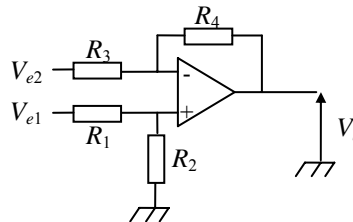


Fig.E.8. Montage soustracteur différentiel

La formule générale de la tension de sortie de ce module est la suivante :

$$V_s = V_{e1} \frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R_1}{R_2}} - V_{e2} \frac{R_4}{R_3} \quad (\text{E.2})$$

En imposant les conditions  $R_1=R_2=R_3=R_4$  sur les résistances, l'équation de la tension de sortie devient :

$$V_s = V_{e1} - V_{e2} \quad (\text{E.3})$$

- *Montage du convertisseur analogique numérique AD9221* : La figure E.9 montre les pattes du boîtier du convertisseur analogique numérique AD9221 ainsi que la fonction de chacune d'elles. Ce convertisseur est un convertisseur parallèle 12 bits. Il possède deux alimentations, une pour la partie analogique AVDD et une pour la partie numérique DVDD. Les bits convertis peuvent être configurés pour interfacer avec des familles de niveau logique 3.3V ou 5V en choisissant une alimentation DVDD égale à 3.3 V ou 5V. La patte  $V_{ref}$  génère une tension analogique de niveau de tension égal à 2.5V en mettant la patte *SENSE* à la masse. Le signal converti est la différence du niveau de tension entre les pattes  $V_{INA}$  et  $V_{INB}$ . Le niveau de tension des entrées  $V_{INA}$  et  $V_{INB}$  doit être compris entre 0V et AVDD. La figure E.10 montre le format des données de sortie en fonction de la différence ( $V_{INA} - V_{INB}$ ). Le contrôle de la conversion analogique numérique est effectué à travers le signal d'entrée *clock* comme le montre la figure E.11. Le signal *clock* doit rester au niveau logique haut pendant au moins un temps  $t_{ch}=360ns$  et au niveau logique bas pendant au moins un temps  $t_{cl}=360ns$ . Il doit avoir une période supérieure ou égale à  $t_c=800ns$ . Le signal analogique d'entrée est échantillonné à chaque front montant du signal *clock*. Les données converties sont générées sur les 12 bits de sortie du convertisseur après trois périodes du signal *clock* additionnées à un délai  $t_{OD}$  de 8ns minimum.

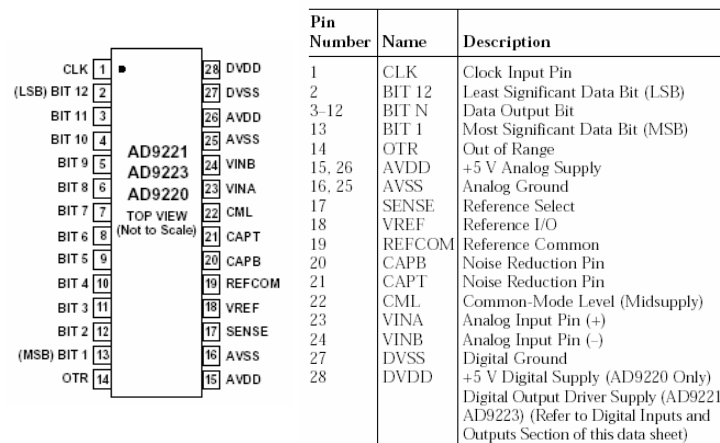


Fig.E.9. Convertisseur analogique numérique AD9221

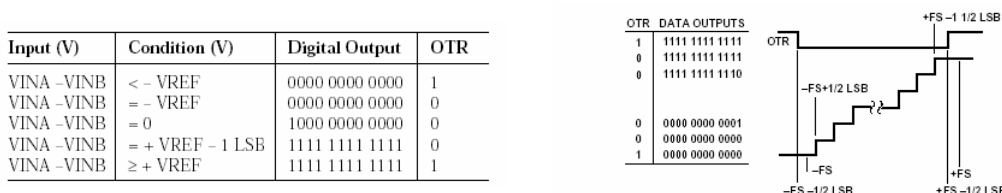


Fig.E.10. Format des données de sortie

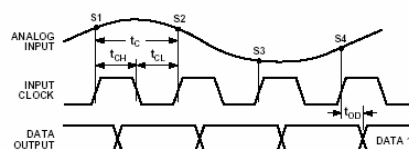


Fig.E.11. Contrôle de la conversion analogique numérique

Le montage du convertisseur analogique numérique AD9221, effectué à partir des notes techniques de ce composant, est donné par la figure E.12.

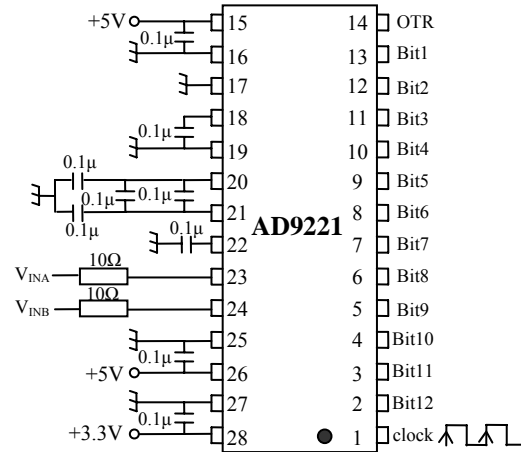


Fig.E.12. Montage du convertisseur AD9221

- Montage de conversion analogique numérique d'acquisition des courants : Ce montage est constitué d'une association des trois montages cités précédemment. L'entrée *SENSE* du AD9221 est reliée à la masse. La sortie  $V_{ref}$  est à 2.5V dans ce cas. Le montage soustracteur différentiel génère donc une tension à sa sortie égale à  $(2.5V - U_{ik})$ , où  $U_{ik}$  est l'image analogique des courants générés par la carte d'acquisition. La tension de sortie du montage soustracteur différentiel est liée à l'entrée  $V_{INB}$  du convertisseur AD9221 à travers une résistance shunt de 10Ω. L'entrée  $V_{INA}$  du convertisseur est aussi liée à travers une résistance shunt de 10Ω à la tension de référence  $V_{REF}$  égale à 2.5V. La différence  $(V_{INA} - V_{INB})$  convertie est donc égale à  $U_{ik}$ .

La carte de conversion analogique numérique contient trois montages identiques à celui donné par la figure E.13 destinés à assurer la conversion analogique numérique des tensions  $U_{i1}$ ,  $U_{i2}$  et  $U_{i3}$  images des courants. La conversion analogique numérique est contrôlée à travers un signal de contrôle *clock* envoyé à partir de la carte FPGA et les bits convertis sont par la suite ramenés vers la carte FPGA à travers un bus de données.

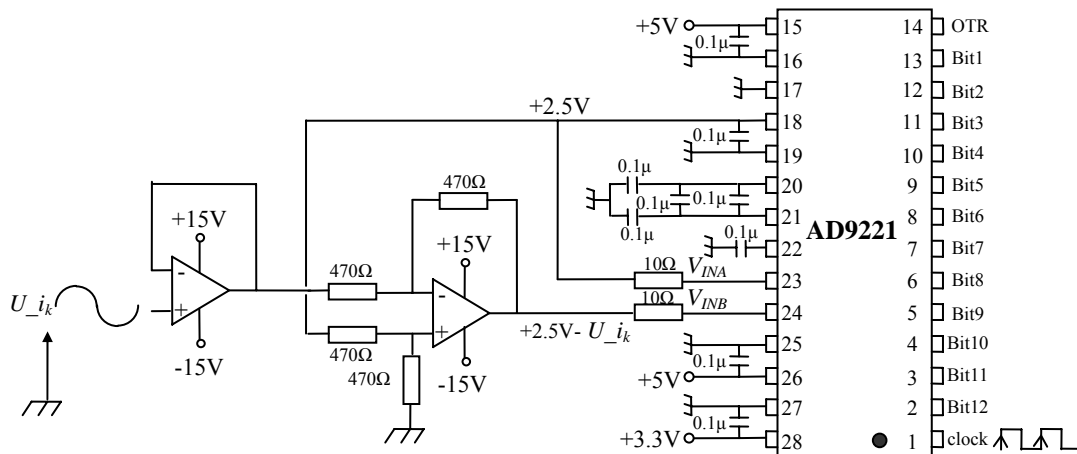


Fig.E.13. Montage de A/N pour l'acquisition des courants

### E.2.2. Montage de conversion A/N pour l'acquisition de la tension du bus continu

Pour l'acquisition de la tension du bus continu, le montage soustracteur différentiel mentionné dans le paragraphe précédent est remplacé par un diviseur de tension et l'entrée  $V_{INB}$  est mise à la masse. La figure E.14 présente le montage de conversion analogique numérique résultant utilisé pour l'acquisition de la tension du bus continu.

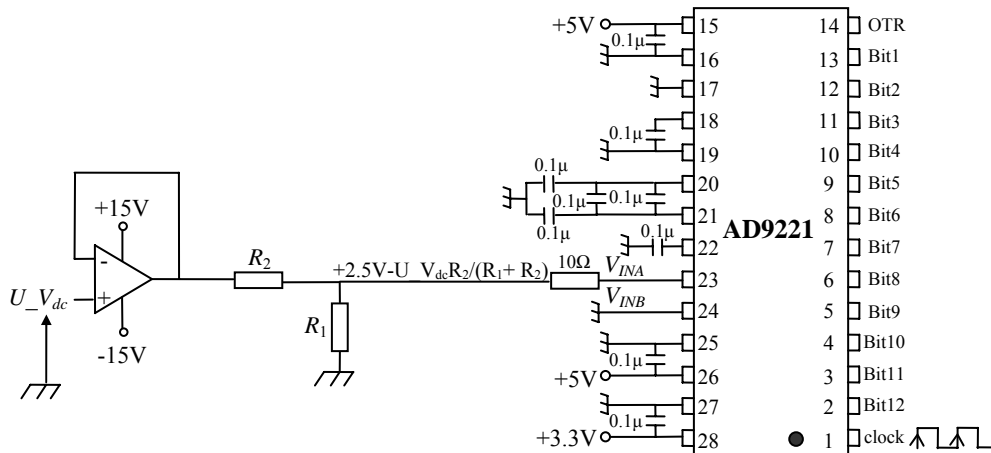


Fig.E.14. Montage de A/N pour l'acquisition de la tension du bus continu

Le remplacement du montage soustracteur différentiel par un diviseur de tension est dû au fait que l'image analogique de la tension continue  $U_{V_{dc}}$  générée par la carte d'acquisition est positive et que les entrées du convertisseur AD9221  $V_{INA}$  et  $V_{INB}$  doivent être comprises entre 0V et AVDD.

### E.3. Carte de traitement des signaux de commande

Les signaux de commande délivrés par la carte FPGA sont de niveau logique 0-3.3V. La commande des interrupteurs de l'onduleur nécessite des signaux de commande de niveau logique 0-15V. Pour ce faire une carte d'amplification a été ajoutée afin d'assurer l'adaptation du niveau de tension des signaux de commande. Des signaux d'erreurs générés par l'onduleur de tension en cas de défaut ont été aussi exploités dans le développement de cette carte afin d'annuler les signaux de commande si un défaut est détecté. La carte d'amplification est constituée de sept étages similaires dont le rôle est d'adapter le niveau de tension des signaux de commande générés par la carte FPGA. Chaque étage est constitué de quatre étages : Un étage d'inversion, un étage d'isolation, un étage d'amplification et un étage de traitement d'erreurs. La figure E.15 présente le schéma éclaté d'un étage d'adaptation de niveau de tension d'un signal de commande.

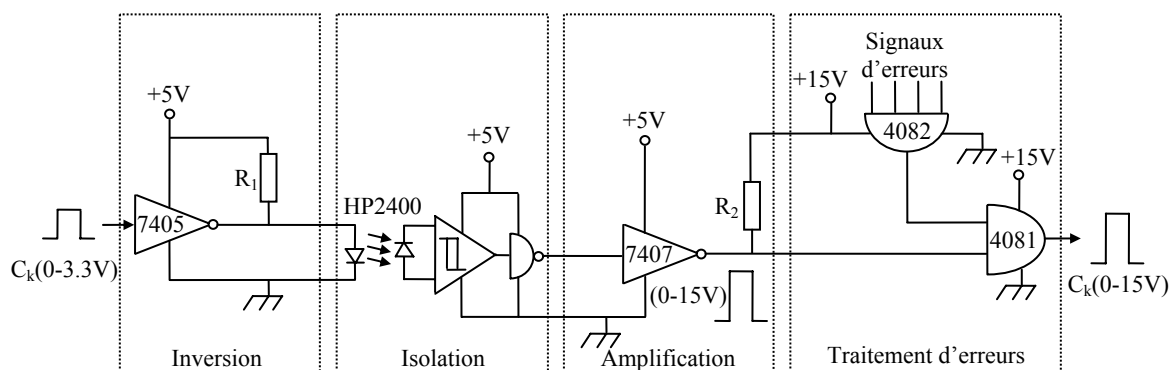


Fig.E.15. Schéma éclaté d'un étage d'adaptation de niveau de tension d'un signal de commande

L'étage d'inversion est assuré par le circuit 7405. Le rôle de cet étage est d'inverser le niveau logique des signaux de commande avant d'attaquer l'étage d'isolation. Ce dernier est assuré par l'optocoupleur HP2400. Les signaux de commande sont de nouveau inversés à la sortie de l'optocoupleur pour revenir à leur niveau logique initial à l'entrée de l'étage d'inversion.

L'utilisation des optocoupleurs permet d'isoler l'électronique de commande (carte FPGA) de l'électronique de puissance du convertisseur commandé. Ensuite, les signaux de commande à la sortie de l'optocoupleur sont convertis à des signaux de type CMOS (0-15V) compatibles pour le pilotage des drivers du convertisseur commandé à travers l'étage d'amplification. Cet étage est assuré par le circuit 7407. Enfin, un étage de traitement des signaux d'erreurs permet de sécuriser le fonctionnement du convertisseur commandé. Ce dernier est muni d'un système de détection d'erreur qui génère des signaux d'erreur à 15V en cas de bon fonctionnement. Lors de la détection d'un défaut, le signal d'erreur correspondant à ce défaut passe à 0V. Une porte ET 4082 permet d'effectuer le produit logique des signaux d'erreur. Ensuite, des portes ET 4081 à deux entrées permettent d'effectuer un produit logique entre chaque signal de commande et le produit des signaux d'erreur. Ainsi, les signaux de commande sont tous mis à un niveau logique bas si une erreur est détectée.

#### E.4. Carte de conversion numérique analogique

L'interface homme machine comporte aussi deux cartes identiques de conversion numérique analogique (CNA). Chaque carte est basée sur le convertisseur numérique analogique AD9760 de résolution 10 bits et de vitesse de conversion 125 MSPS. La figure E.16 présente les pattes du boîtier du convertisseur AD9760 ainsi que la fonction de chacune d'elles.

| Pin No.   | Name              | Description   |
|-----------|-------------------|---|
| 1         | DB9               | Most Significant Data Bit (MSB).  |
| 2-9       | DB8-DB1           | Data Bits 1-8.  |
| 10        | DB0               | Least Significant Data Bit (LSB).   |
| 11-14, 25 | NC                | No Internal Connection.   |
| 15        | SLEEP             | Power-Down Control Input. Active High. Contains active pull-down circuit, thus may be left unterminated if not used.  |
| 16        | REFLO             | Reference Ground when Internal 1.2 V Reference Used. Connect to AVDD to disable internal reference.   |
| 17        | REFIO             | Reference Input/Output. Serves as reference input when internal reference disabled (i.e., Tie REFLO to AVDD). Serves as 1.2 V reference output when internal reference activated (i.e., Tie REFLO to ACOM). Requires 0.1 $\mu$ F capacitor to ACOM when internal reference activated. |
| 18        | FS ADJ            | Full-Scale Current Output Adjust.   |
| 19        | COMP1             | Bandwidth/Noise Reduction Node. Add 0.1 $\mu$ F to AVDD for optimum performance.  |
| 20        | ACOM              | Analog Common.  |
| 21        | I <sub>OUTB</sub> | Complementary DAC Current Output. Full-scale current when all data bits are 0s.   |
| 22        | I <sub>OUTA</sub> | DAC Current Output. Full-scale current when all data bits are 1s.   |
| 23        | COMP2             | Internal Bias Node for Switch Driver Circuitry. Decouple to ACOM with 0.1 $\mu$ F capacitor.  |
| 24        | AVDD              | Analog Supply Voltage (+2.7 V to +5.5 V).   |
| 26        | DCOM              | Digital Common.   |
| 27        | DVDD              | Digital Supply Voltage (+2.7 V to +5.5 V).  |
| 28        | CLOCK             | Clock Input. Data latched on positive edge of clock.  |

Fig.E.16. Convertisseur numérique analogique AD9760

Le contrôle de conversion numérique analogique est géré par l'entrée horloge *clock*. La figure E.17 présente le diagramme temporel de contrôle de la conversion numérique analogique via le signal *clock*. Le signal de contrôle *clock* ainsi que les données à convertir sont recueillies à partir de la carte FPGA. Le courant de sortie  $I_{outA}$  est proportionnel au code binaire des 10 bits à l'entrée du convertisseur AD9760. Il est donc possible d'avoir une tension analogique  $V_{analog}$  image des 10 bits d'entrée du CNA en plaçant une résistance de mesure entre la sortie  $I_{outA}$  et la masse. La figure E.18 présente le montage effectué pour chaque carte de conversion analogique numérique.

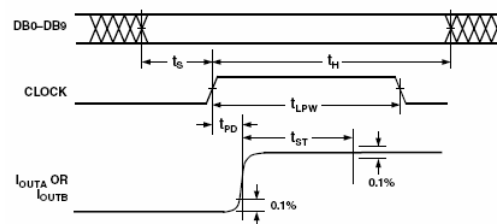


Fig.E.17. Contrôle de la conversion numérique analogique

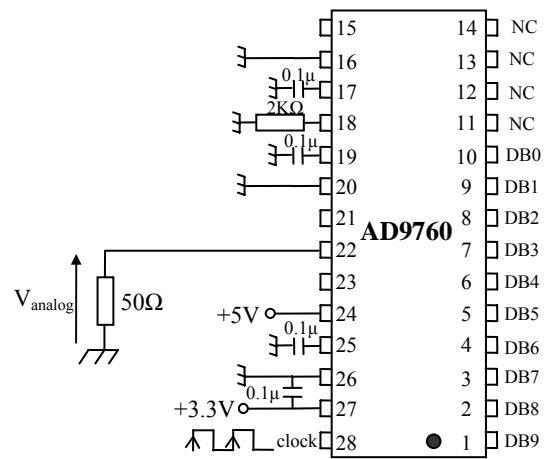


Fig.E.18. Montage de conversion numérique analogique



## Annexe F

# Module de la liaison série UART

### F.1. Principe de fonctionnement de la liaison série

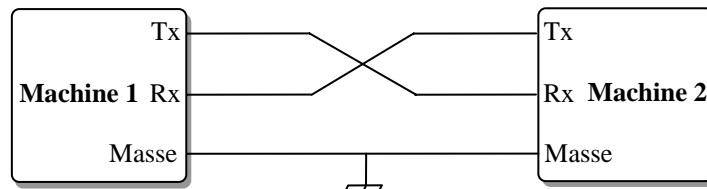


Fig.F.1. Liaison série entre deux dispositifs

La liaison RS232 est une liaison série asynchrone qui assure la transmission de données entre deux dispositifs. Son principal avantage réside dans le fait que le nombre de fils nécessaires à la transmission est réduit. En effet, elle peut être effectuée en utilisant uniquement trois fils (Tx, Rx et la masse). L'octet à transmettre est envoyé bit par bit (poids faible en premier) par l'émetteur sur la ligne Tx, vers le récepteur Rx qui le reconstitue. L'émission d'une donnée de 8 bits est effectuée à travers la transmission d'une trame de 11 bits. Le premier bit est le bit de début (*Start*). Les huit bits suivants sont des bits de données. Le bit suivant est le bit de parité et enfin le dernier bit est le bit de terminaison (*Stop*).

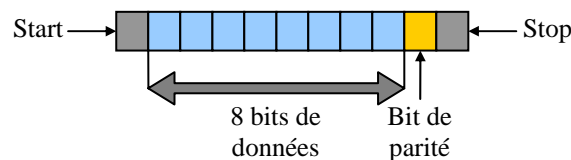


Fig.F.2. Format d'une trame de données envoyée par liaison série

La vitesse de transmission de l'émetteur doit être identique à la vitesse d'acquisition du récepteur. Ces vitesses sont exprimées Baubrate (nombre de bits émis par seconde). Il existe différentes vitesses normalisées : 115200, 9600, 4800, 2400, 1200...

La communication peut se faire dans les deux sens, soit émission d'abord, puis réception ensuite, soit émission et réception simultanées. La transmission étant asynchrone (Pas d'horloge commune entre émetteur et récepteur), les bits de début (*Start*) et de fin (*Stop*) sont indispensables au fonctionnement. Le niveau logique bas du bit *Start* indique au récepteur qu'une nouvelle séquence de données va venir. Ceci a pour effet que le récepteur va considérer les huit bits suivants comme étant des bits de données transmis et le bit qui les suivra comme étant un bit de parité de ces huit bits de données. Le bit *Stop* de niveau logique haut est utilisé pour indiquer la fin de la trame. Le bit de parité peut être utilisé comme étant un bit de parité pair ou impaire pour indiquer qu'il n'y a pas d'erreurs dans les bits de données.

## F.2. Module UART

L'interface homme machine assure la communication entre le manipulateur et le système commandé. Pour ce faire, un ordinateur hôte permet dans un sens d'envoyer vers la carte FPGA les consignes de référence et dans un autre d'acquérir les variables traitées dans l'algorithme de commande. Cette communication entre l'ordinateur et la carte FPGA est assurée par une liaison série duplexe. Le protocole de communication série sur FPGA est assuré par une interface série UART (*Universal Asynchronous Receiver Transmitter*). L'interface UART est implanté sur la carte FPGA et est constitué essentiellement de deux modules : Un module de réception et un module de transmission.

- Module de transmission des données : La figure F.3 présente les entrées/sorties du module de transmission de données. Le processus de transmission des données commence au début par une vérification de la ligne Txrdy. Un signal logique de niveau haut indique que de nouvelles données peuvent être écrites pour l'émetteur. Pour écrire à ce dernier, il faut mettre les données à transmettre sur le bus de données (data[7..0]). La donnée est ensuite verrouillée dans le module de transmission UART par un signal de niveau logique bas de l'entrée du Write. C'est tout ce qu'il faut pour transmettre les données et l'UART prendra en compte le signal Reset. La séquence suivante de données pourra être verrouillée lorsque la ligne Txrdy deviendra de nouveau au niveau logique haut. Le Baudrate de la transmission est fixé par la fréquence de l'horloge mclkx16.

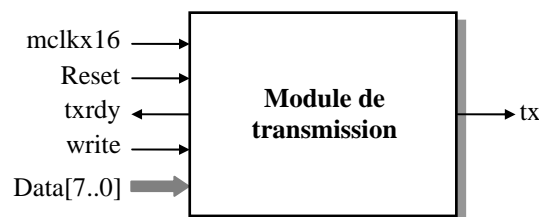


Fig.F.3. Module de transmission des données

- Module de réception des données : La figure F.4 présente les entrées/sorties du module de réception de données. Le processus de réception des données commence en attendant que le signal de sortie Rxrdy passe au niveau logique haut. Ce niveau indique que les données ont été reçues et qu'elles sont prêtes à être lues. Pour lire les données en dehors des lignes de données de l'UART, il faut imposer un signal de niveau logique bas au signal d'entrée Read. Ceci permettra de verrouiller les données reçues du récepteur pour la ligne de données permettant ainsi sa lecture. Les sorties Parityerr, Framingerr et Overrun indiquent s'il y a un problème avec les données reçues. Un processus de traitement de ces erreurs sera mis à part. Ceci est tout ce qu'il faut pour recevoir les données à travers l'UART. La séquence de données reçue par la suite pourra être lue lorsque Rxrdy passera au niveau logique haut de nouveau. Le Baudrate de la réception est fixé par la fréquence de l'horloge mclkx16.

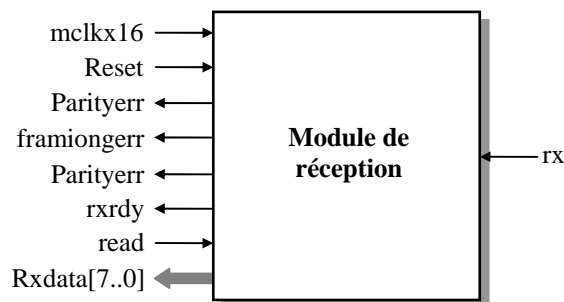


Fig.F.4. Module de réception des données

- **Module UART** : Le module de l'interface UART est constitué essentiellement de deux modules : le module de réception et le module de transmission. Lors de l'implantation du module UART sur FPGA, le module de réception est responsable de la récupération sur FPGA des données envoyées à partir de l'ordinateur hôte, tandis que le module transmission est responsables de l'envoi de données à partir du FPGA vers l'ordinateur hôte. La figure F.5 présente le module UART suivi du tableau d'entrées sorties correspondant. Le Baudrate de communication série est fixé à travers la fréquence de l'horloge mclkx16.

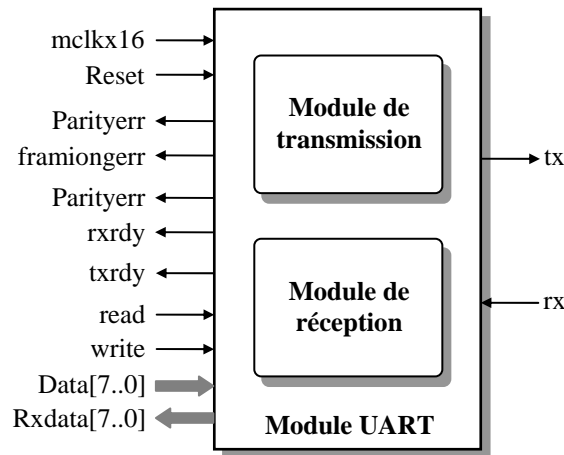


Fig.F.5. Module UART

Le tableau F.1 présente les entrées sorties du module UART ainsi que leurs fonctions.

| Nom          | E/S    | Fonction   |
|--------------|--------|--|
| mclkx16      | Entrée | Horloge de fixation du Baudrate  |
| Reset        | Entrée | Remise à Zéro  |
| Parityerr    | Sortie | Indique si une erreur de parité a été détectée dans la trame de données                                  |
| Framingerr   | Sortie | Indique si le format des données séries envoyées à l'entrée rx est le bon format des données UART        |
| Overrun      | Sortie | Indique que les nouvelles données envoyées s'écrivent sur des données reçues qui ne sont pas encore lues |
| Rxrdy        | Sortie | Indique que les nouvelles données ont été reçues et sont prêtes pour la lecture                          |
| Txrdy        | Sortie | Indique que les nouvelles données ont été écrites pour l'émetteur  |
| Read         | Entrée | Permet la lecture des données (Active au niveau logique haut)  |
| Write        | Entrée | Permet l'écriture des données (Active au niveau logique haut)  |
| Data[7..0]   | Entrée | Bus des données à envoyer  |
| Rxdata[7..0] | Sortie | Bus des données à recevoir   |
| Tx           | Sortie | Sortie série de l'émetteur   |
| Rx           | Entrée | Entrée série du récepteur  |

Tab.F.1. Entrées/Sorties du module UART

### F.3. Fixation du Baudrate

La fixation du Baudrate s'effectue en imposant la fréquence de l'horloge mclkx16. Comme le montre la figure F.2, l'envoi d'une donnée de 8 bits s'effectue en envoyant une trame de 11 bits. Chaque bit de la trame nécessite 16 coups d'horloge de l'horloge mclkx16. Ainsi, si par exemple le Baudrate utilisé est égale à 115200, alors il faut que la fréquence de l'horloge mclkx16 vérifie la relation suivante :

$$\text{Baudrate} = \text{mclkx16} / 16 = 115200 \quad (\text{F.1})$$

La fréquence de mclkx16 doit donc être égale à :

$$\text{mclkx16} = \text{Baudrate} \times 16 = 115200 \times 16 = 1843200 \text{ Hz} \quad (\text{F.2})$$

Si l'horloge principale du FPGA est égale à 50 MHz, il faut diviser cette dernière par la valeur suivante :

$$50.10^6 / \text{mclkx16} = 50.10^6 / 1843200 = 27 \quad (\text{F.3})$$

L'envoi des 11 bits se la trame de donnée nécessite  $16 \times 11 = 176$  coup d'horloge de l'horloge mclkx16. Ainsi pour une fréquence de mclkx16 égale à 1843200 Hz, le temps nécessaire pour l'envoi ou la réception de la trame de 11 bits dans son intégralité est égal à :

$$176 / 1843200 = 95.49 \mu\text{s} \quad (\text{F.4})$$

Par la suite, pour un Baudrate égale à 115200, la période minimale des signaux Write et Read qui activent le processus de transmission ou de réception doit être supérieur ou égale à  $95.49 \mu\text{s}$ . Un raisonnement similaire peut être effectué pour un autre Baudrate.

## Annexe G

# Calage du rotor de la machine synchrone

### G.1. Effet de l'erreur de mesure de la position

La précision de mesure de la position du rotor de la machine synchrone est un facteur important pour un bon contrôle de la machine synchrone. Par exemple, la figure G.1 présente les résultats de simulation de l'effet d'une erreur de mesure de la position sur la qualité de régulation des composantes  $d$  et  $q$  du vecteur courant statorique d'une machine synchrone. Ces résultats sont obtenus en utilisant une stratégie de contrôle ON/OFF à fréquence de commutation limitée. Ces résultats montrent qu'il est nécessaire d'acquérir avec précision la position du rotor de la machine synchrone afin d'assurer une bonne régulation des courants.

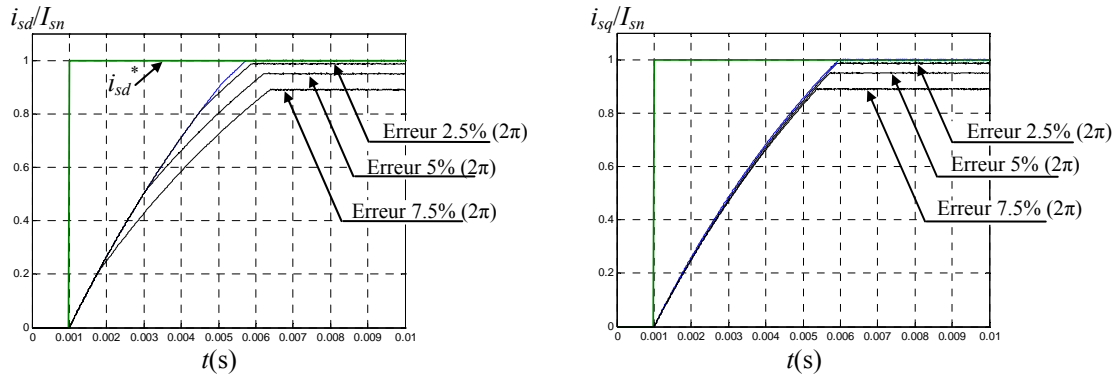


Fig.G.1. Effet de l'erreur de mesure de position sur la régulation des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$

### G.2. Calage de l'axe direct sur le rotor de la machine synchrone

La figure G.2 présente les enroulements d'une machine synchrone à rotor bobiné. Sur cette représentation, l'axe  $d$  est calé sur l'enroulement rotorique de l'inducteur de la machine synchrone.

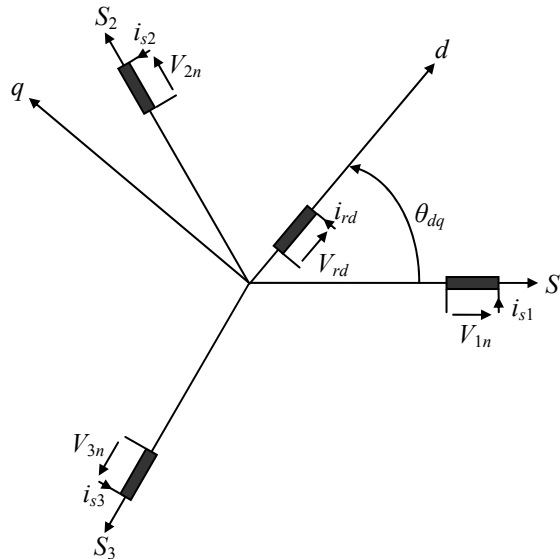


Fig.G.2. Représentation des enroulements d'une machine synchrone à rotor bobiné

Le capteur de position utilisé pour capter la position mécanique du rotor de la machine synchrone est un codeur absolu de résolution 1024 points. Ce capteur génère à sa sortie un code binaire sur 10 bits de la position. Ce code varie de (0000000000) à (1111111111) durant une rotation complète du rotor et s'incrémente de 1 à chaque pas angulaire. Le pas angulaire du codeur absolu dans ce cas est égal à  $2\pi/1024$ . Le couplage mécanique entre le codeur absolu et le rotor de la machine synchrone est effectué aléatoirement. La position indiquée par le codeur absolu est donc probablement différente de la position réelle du rotor de la machine synchrone. C'est pourquoi, il faut ajouter un angle de compensation  $\theta_{offset}$  dans l'algorithme de commande afin caler l'axe directe  $d$  du système de coordonnées tournant ( $d,q$ ) qui est calé sur l'enroulement rotorique de la machine synchrone. Dans ce cas la position électrique  $\theta_{dq}$  est directement déduite de la position mécanique  $\theta_m$  selon la relation suivante :

$$\theta_{dq} = p\theta_m + \theta_{offset} \quad (G.1)$$

Pour la détermination de l'angle d'offset, un essai avec fonctionnement en génératrice de la machine synchrone a été effectué. Durant cet essai, la machine synchrone est couplée au capteur de position et est entraînée par une machine asynchrone pour tourner dans un sens de rotation positif. L'inducteur de la machine synchrone est ensuite excité par un courant d'excitation continu causant ainsi l'apparition d'une force électromotrice induite aux bornes des phases statoriques de la machine synchrone. La figure G.3 présente une description de l'essai réalisé :

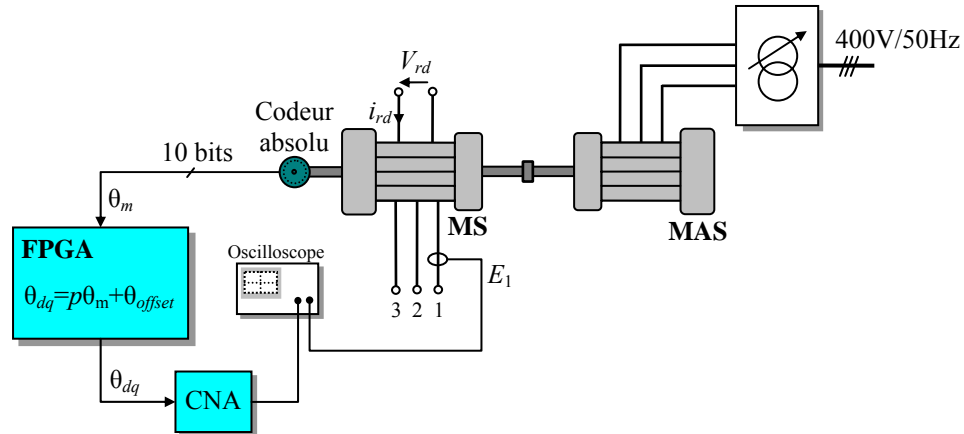


Fig.G.3. Essai en génératrice pour la détermination de l'angle d'offset

Pour un fonctionnement à vide ( $i_{s1} = i_{s2} = i_{s3} = 0$ ), et selon la figure G.2, les expressions des flux  $\Phi_{s1}$ ,  $\Phi_{s2}$  et  $\Phi_{s3}$  induits par l'enroulement rotorique sur respectivement les enroulements des phases 1, 2 et 3 de la machine synchrone sont données par les relations suivantes :

$$\Phi_{s1} = M_{sr} i_{rd} \cos(\theta_{dq}) \quad (G.2)$$

$$\Phi_{s2} = M_{sr} i_{rd} \cos(\theta_{dq} - \frac{2\pi}{3}) \quad (G.3)$$

$$\Phi_{s3} = M_{sr} i_{rd} \cos(\theta_{dq} - \frac{4\pi}{3}) \quad (G.4)$$

La variation des flux  $\Phi_{s1}$ ,  $\Phi_{s2}$  et  $\Phi_{s3}$  sur les enroulement des phases 1, 2 et 3 crée des forces électromotrices  $E_1$ ,  $E_2$  et  $E_3$  sur respectivement les phases 1, 2 et 3. Les expressions de ces forces électromotrices sont données par les relations suivantes :

$$E_1 = \omega_{dq} M_{sr} i_{rd} \cos(\theta_{dq}) \quad (G.5)$$

$$E_2 = \omega_{dq} M_{sr} i_{rd} \cos(\theta_{dq} - \frac{2\pi}{3}) \quad (G.6)$$

$$E_3 = \omega_{dq} M_{sr} i_{rd} \cos(\theta_{dq} - \frac{4\pi}{3}) \quad (G.7)$$

Afin d'aligner correctement l'axe  $d$  sur le bobinage du rotor de la machine synchrone, il faut comparer la position  $\theta_{dq}$  (ou le bit le plus significatif de la position  $\theta_{dq}$ ) à la force électromotrice de la première phase. Lorsque l'axe  $d$  est correctement aligné avec le bobinage du rotor de la machine synchrone, la FEM de la première phase de la machine synchrone doit être synchronisée avec la position  $\theta_{dq}$  (ou le bit le plus significatif de la position  $\theta_{dq}$ ) selon la figure G.4.

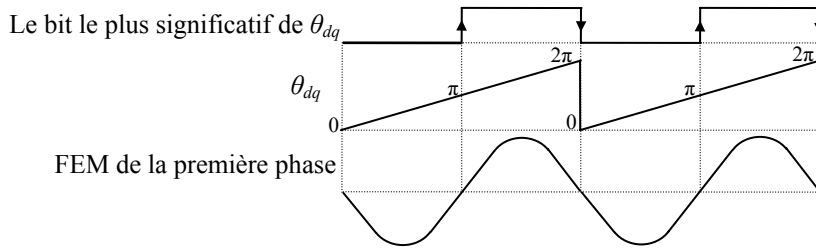


Fig.G.4. Alignement de l'axe  $d$  avec le rotor de la machine synchrone

L'algorithme de détermination de la position  $\theta_{dq}$  donné par l'équation (G.1) est implanté sur cible FPGA. La position  $\theta_{dq}$  estimée est par la suite reconstituée via un convertisseur numérique analogique pour être comparée à la force électromotrice de la première phase de la machine synchrone. La figure G.5.a présente les résultats expérimentaux obtenus sans ajout de l'angle de compensation  $\theta_{offset}$  ( $\theta_{offset} = 0$ ). Ce premier essai permet de déterminer la période  $\Delta t_{offset}$  entre le zéro de la position  $\theta_{dq}$  et le zéro de la FEM de la première phase qui correspond au début de son alternance négative. En supposant que  $T_s$  est la période de la position  $\theta_{dq}$  qui correspond à une variation de 0 à  $2\pi$ , l'angle d'offset  $\theta_{offset}$  à rajouter est simplement déterminé selon la relation suivante :

$$\theta_{offset} = \frac{2\pi \Delta t_{offset}}{T_s} (rad / s) \quad (G.8)$$

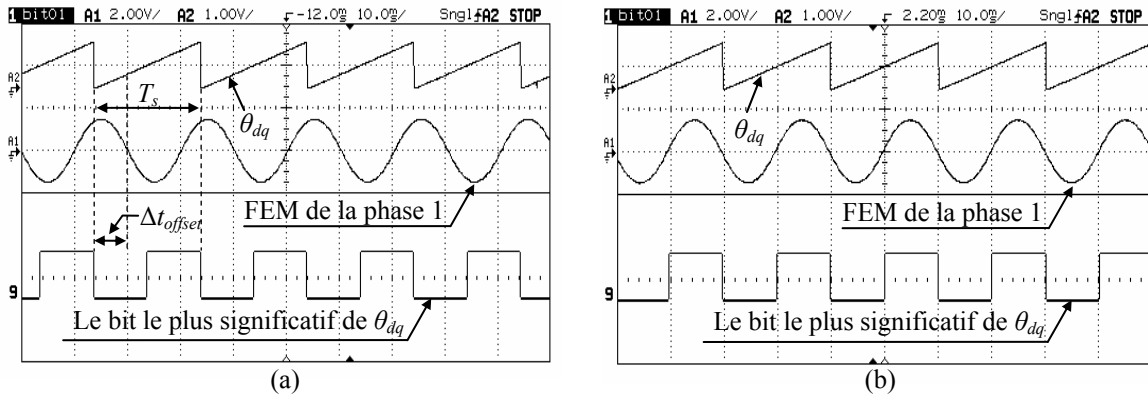


Fig.G.5. Position  $\theta_{dq}$  estimée avec son bit le plus significatif  
(a) sans ajout de  $\theta_{offset}$  (b) avec ajout de  $\theta_{offset}$

La figure G.5.b présente les résultats expérimentaux obtenus après l'ajout de l'angle de compensation  $\theta_{offset}$  calculé à partir de la relation (G.8). Cette figure correspond à celle donnée par la figure G.4 et l'axe  $d$  dans ce cas est bien calé sur le bobinage du rotor de la machine synchrone.



## Annexe H

# Représentations à virgule fixe

Une représentation avec un format à virgule fixe est caractérisée par l'association d'un nombre fini de bits. En ce qui suit sont expliquées les différentes manières de représentation d'un nombre à virgule fixe. En effet, il est possible d'avoir  $2^n$  combinaisons différentes en associant les  $n$  bits du code binaire d'un nombre à virgule fixe. Cependant, la signification de la combinaison des  $n$  bits dépend de son interprétation.

### H.1. Représentation entière non signée

La représentation entière non signée interprète chaque code binaire comme un entier positif. Un code binaire à  $n$  bits ( $b_{n-1}b_{n-2}...b_1b_0$ ) est interprété comme étant un entier égal à :

$$b_{n-1}2^{n-1} + b_{n-2}2^{n-2} + ... + b_12 + b_0$$

Dans ce cas les entiers qui peuvent être codés avec ces  $n$  bits appartiennent à l'intervalle  $[0, 2^n - 1]$ .

### H.2. Représentation entière signée

Avec une représentation entière signée, le bit le plus significatif indique le signe de l'entier représenté avec le code binaire. Le bit le plus significatif est appelé dans ce cas bit de signe. Si le bit de signe est '0', alors le code binaire représente un entier positif, tandis qu'un entier négatif possède un bit de signe égal à '1'. Avec une représentation entière signée, un code binaire à  $n$  bits ( $b_{n-1}b_{n-2}...b_1b_0$ ) peut représenter des entiers compris dans l'intervalle  $[(-2)^{n-1}, 2^{n-1} - 1]$ . Ce code binaire est interprété comme étant un entier égal à :

$$-b_{n-1}2^{n-1} + b_{n-2}2^{n-2} + ... + b_12 + b_0$$

### H.3. Représentation fractionnaire

Une représentation fractionnaire est utilisée pour coder des réels compris entre -1 et 1. Avec une représentation fractionnaire signée, un code binaire à  $n$  bits peut représenter  $2^n$  réels équidistants de  $2^{-(n-1)}$  et compris dans l'intervalle  $[-\frac{2^{n-1}}{2^{n-1}} = -1, \frac{2^{n-1} - 1}{2^{n-1}} = 1 - 2^{-(n-1)}]$ . Avec ce type de représentation, un code binaire à  $n$  bits ( $b_{n-1}b_{n-2}...b_1b_0$ ) est interprété comme suit :

$$\frac{-b_{n-1}2^{n-1} + b_{n-2}2^{n-2} + ... + b_12 + b_0}{2^{n-1}} = -b_{n-1} + b_{n-2}2^{-1} + ... + b_12^{-(n-2)} + b_02^{-(n-1)}$$

Cette représentation est référencée comme étant un format  $s[n/Q(n-1)]$ . Dans ce cas,  $s$  indique qu'il s'agit d'une représentation signée,  $n$  représente le nombre de bits total et l'indice  $(n-1)$  de  $Q$  représente le nombre de bits après la virgule.

#### H.4. Représentation à virgule fixe

A partir des représentations mentionnées dans les paragraphes précédents, il est possible de considérer une représentation plus généralisée donnée par la figure E.1. Cette représentation est divisée en deux parties : une partie entière et une partie fractionnaire. Ce type de représentation est référencé par le format  $s[(m+n)/Q_n]$  lorsqu'il s'agit d'une représentation signée et par le format  $u[(m+n)/Q_n]$  lorsqu'il s'agit d'une représentation non signée. Ce type de format indique que le nombre de bits total est égal à  $(m+n)$ , où les  $m$  bits les plus significatifs représentent la partie entière tandis que les  $n$  bits restants représentent la partie fractionnaire.

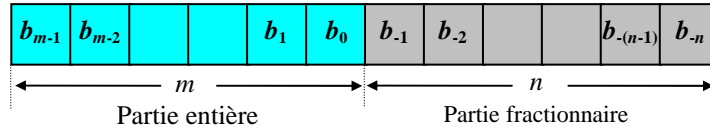


Fig.H.1. Représentation avec un format  $(m+n)/Q_n$

Si le bit le plus significatif  $b_{m-1}$  n'est pas interprété comme étant un bit de signe (représentation non signée), le format  $u[(m+n)/Q_n]$  peut représenter  $2^{(m+n)}$  réels équidistants de  $2^{-n}$  et compris dans l'intervalle  $[0, 2^m - 2^{-n}]$ . Avec ce type de représentation, un code binaire à  $(m+n)$  bits est interprété comme suit :

$$b_{m-1}2^{m-1} + b_{m-2}2^{m-2} + \dots + b_12 + b_0 + b_{-1}2^{-1} + b_{-2}2^{-2} + \dots + b_{-(n-1)}2^{-(n-1)} + b_{-n}2^{-n}$$

Par exemple, avec un format 11/Q8 non signé, le code binaire du réel 2.75 est "01011000000".

Si le bit le plus significatif  $b_{m-1}$  est interprété comme étant un bit de signe (représentation signée), le format  $s[(m+n)/Q_n]$  peut représenter  $2^{(m+n)}$  réels équidistants de  $2^{-n}$  et compris dans l'intervalle  $[-2^{m-1}, 2^{m-1} - 2^{-n}]$ . Avec ce type de représentation, un code binaire à  $(m+n)$  bits est interprété comme suit :

$$-b_{m-1}2^{m-1} + b_{m-2}2^{m-2} + \dots + b_12 + b_0 + b_{-1}2^{-1} + b_{-2}2^{-2} + \dots + b_{-(n-1)}2^{-(n-1)} + b_{-n}2^{-n}$$

Par exemple, avec un format 11/Q8 signé, le code binaire du réel -2.75 est "10101000000".

*Remarque :* Pour un format  $(m+n)/Q_n$  donné, chaque réel possède une représentation unique.

## Bibliographie

- [Abu-04] H. Abu-Rub, J. Guzinski, Z. Krzeminski et H-A. Toliyat, "Predictive Current Control of Voltage-Source Inverters", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.51, no.3, pp. 585-593, June. 2004.
- [Act-06] Actel Data Book, 2006. Disponible au site: [www.xilinx.com](http://www.xilinx.com)
- [Ala-01] M.A.E. Alali, Y.A. Chapuis, L. Zhou, F.Braun, S. Saadate, "Advanced Corrector with FPGA-Based PLL to Improve Performance of a Series Active Filter Compensating all Voltage Disturbances," in *Proc. 9<sup>th</sup> Eur. Power Electronic Conf. (EPE)*, 2001, CD-ROM.
- [Alt-06] Altera Data Book, 2006. Disponible au site: [www.altera.com](http://www.altera.com)
- [Aou-02] A. Aounis: "An Investigation into Induction Motor Vector Control Based on Reusable VHDL Digital Architectures and FPGA Rapid Prototyping," *PhD Thesis, De Montfort University, UK*, 2002.
- [Ber-03] S. Berto, A. Paccagnella, M. Ceschia, S. Bolognani, and M. Zigliotto, "Potentials and pitfalls of FPGA application in inverter drives – a case study," in *Proc. IEEE ICIT*, Maribor, Slovenia, Dec. 2003, pp.500-505.
- [Blaa-99] F. Blaabjerg, P. C. Kjaer, P. O. Rasmussen, and C. Cossar, "Improved digital current control methods in switched reluctance motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 3, pp. 563-572, May 1999.
- [Büh-86] H. BÜHLER, "Réglage par mode de glissement", PPR, Lausanne, 1986.
- [Büh-97] H. BÜHLER, "Réglage de systèmes d'électronique de puissance", PPR, Lausanne, 1997.
- [Cas-03] A. de Castro, P. Zumel, O. Garcia, T. Riesgo, J. Uceda, "Concurrent and simple digital controller of an AC/DC converter with power factor correction based on an FPGA," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 18, n° 1, Part 2, pp. 334-343, Jan. 2003.
- [Chan-94] T-Y.Chang, K-L.Lo et C-T.Pan, "A Novel Vector Control Hysteresis Current Controller For Induction Motor Drives", *IEEE Transactions On Energy Conversion*, Vol.9, pp. 297-303, no.2, June 1994.
- [Chap-98] Y-A. Chapuis, C. Girerd, F. Aubépart, J-P. Blondé and F. Braun, "Quantization problem analysis on ASIC-based Direct Torque Control of an induction machine," in *Proc. IEEE-IECON'98 Conf.*, pp.1527-1532, 1998.

- [Chap-04] Y.A. Chapuis, J. P. Blonde, and F. Braun, "FPGA Implementation by Modular Design Reuse Mode to Optimize Hardware Architecture and Performance of AC Motor Controller Algorithm," in *Proc. EPE-PEMC Conf.*, Sept. 2004, CD-ROM.
- [Char-02] L. Charaabi, E. Monmasson, and I. Slama-Belkhodja, "Presentation of an efficient design methodology to develop IP-core functions for control systems: Application to the design of an antiwindup PI controller," in *Proc. IEEE IECON*, Sevilla, Spain, Nov. 2002, CD-ROM.
- [Char-06] L. Charaabi, "Conception des architectures matérielles dédiées à la commande de systèmes électriques", *Thèse de doctorat, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis*, 2006.
- [Cir-05] M. Cirstea, "Electronic Systems Integrated Modelling and Optimised Digital Controller Prototyping – a Novel (HDL) Approach," *IEEE Ind. Electron. Society Newsletter*, vol. 52, n°3, pp. 11-13, Sept. 2005.
- [Idkh1-07] L. Idkhajine, M. W. Naouar, E. Monmasson et A. Prata "Standard FPGA-Based or Full Standard FPGA-Based Controllers for Electrical Sytems, two viable solutions," in *Proc. IEEE-ISIE'07*, Vigo, Espagne, June 2007.
- [Idkh2-07] L. Idkhajine, M. W. Naouar, E. Monmasson and A. Prata "Fully FPGA Based System on Chip Solution for Current Control of AC Machine," *EPE'07 Conference*, Alborg, Denmark, 2-5 Septembre. 2007.
- [Fous-98] P. Foussier, "Contribution à l'intégration des sytèmes de commande des machines électriques à courant alternatif," *Thèse de doctorat, Institut des sciences appliquées, Lyon* 1998.
- [Fra-04] A. Fratta, G. Griffiero, and S. Nieddu, "Comparative analysis among DSP and FPGA-based control capabilities in PWM power converters," in *Proc. IEEE IECON*, Busan, Korea, pp.257-262, Nov. 2004.
- [GAO-93] W. GAO and J. C. HUNG, "Variable structure control of nonlinear systems : a new approach", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 40, No. 1, pp. 45-55, Feb. 1993.
- [Gran-99] T. Grandpierre, C. Lavarenne and Y. Sorel, "Optimized rapid prototyping for real-time embedded heterogeneous multiprocessor," in *Proc. CODES'99*, Rome, Italy, May 1999, CD-ROM.

- [Huy-94] H. Le-Huy, K. Slimani and Y. Sorel, "Analysis and Implementation of a Real-Time Predictive Current Controller for Permanent-Magnet Synchronous Servo Drives," in *Proc. CODES'99*, Rome, Italy, May 1999, CD-ROM.
- [Kaz-91] M-P. Kazmierkowski and W. Sulkowski, "A Novel Vector Control Scheme for Transistor PWM Inverter-Fed Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.38, pp 41-47, no.1, February 1991.
- [Kaz-98] M-P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A Survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, Oct. 1998.
- [Kaz-02] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan and F. Blaabjerg, "Control in Power Electronics: Selected Problems," *Academic Press*, 2002.
- [Keb-01] Y. Kebbaty, Y.A. Chapuis and F. Braun, "Reuse methodology in FPGA/ASIC Digital Integration Solutions for Vectors Control of Motor Drives", in *Proceeding of IEEE International Symposium on Signals, Circuits and Systems (SCS'2001)*, PP.333-33-, Romania, 2001.
- [Ken-00] R. Kennel and A. Linder, "Predictive Control of Inverter Supplied Electrical Drives", in *Proc. IEEE PESC'2000*, vol.2, pp.761-766, June, 2000.
- [Khe-87] M. Kheraluwala and D. M. Divan, "Delta modulation strategies for resonant link inverters," in *Conf. Rec. IEEE PESC'87*. 1987. pp. 271-278.
- [Kuk-96] O. Kukrer, "Discret-Time Current Control of Voltage-Fed Three Phase PWM Inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 2, pp. 260–269, Mars. 1996.
- [Lee-01] H.J. Lee, S.K. Kim, Y.A. Kwon and S.J. Kim, "ASIC design for DTC based speed control of induction motor," in *Proc. IEEE ISIE'01 Conf.*, 2001, pp. 956 –961.
- [Lin-07] X. Lin-Shi, F. Morel, A. M. Llor, B. Allard and J. M. Rétif "Implementation of Hybrid Control for Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.54, no.4, pp.1946-1952, August. 2007.
- [Louis-06] J-P. Louis, "Modélisation des machines électriques en vue de leur commande", *Traité EGEM Electronique - Génie électrique - Microsystèmes*.

- [Mar-98] J.F.A. Martins, A.J. Pires et J.F. Silva, "A Nove land Simple Current Controller for Three-Phase PWM Power Inverters", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 45, pp 802-805, no. 5, October 1998.
- [Men-01] D. Menard, "Méthodologie de compilation d'algorithmes de traitement du signal pour les processeurs en virgule fixe sous contrainte de précision", *Thèse de doctorat, Université Rennes 1*, 2002.
- [Mon-93] E. Monmasson, J.C. Hapiot et M. Granpierre, "A digital control system based on field programmable gate array for AC drives," *EPE Journal*, vol. 3, n° 4, Nov. 1993, pp. 227-234.
- [Mon-97] E. Monmasson et J. Faucher, "Projet pédagogique autour de la MLI vectorielle destinée au pilotage d'un onduleur triphasé," (I) *Revue 3EI*, n° 8, pp. 23-36, mars 1997.
- [Mon-02] E. Monmasson and Y. A. Chapuis, "Contributions of FPGAs to the Control of Electrical System, A Review," *IEEE Trans. Ind. Electron. Society Newsletter*, vol.49, no.4, pp.8-15, December. 2002.
- [Mon-07] E. Monmasson, and M. Cirstea, "FPGA Design Methodology for Industrial Control Systems – A Review," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.54, no.4, pp.1824-1842, August. 2007.
- [Moo-03] H. T. Moon, H. S. Kim et M. J. Youn, "A Discret Time Predictive Current Control for PMSM," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.18, no.1, pp. 464-472, Janvier. 2003.
- [Naa-01] A. A. Naassani, "Contrôle directe du couple et du flux de la machine asynchrone, essai de synthèse au moyen de la théorie du mode de glissement", *Thèse de doctorat, ENS Cachan*, 2001.
- [Naou1-04] M. W. Naouar, L. Charaabi, E. Monmasson, and I. Slama-Belkhodja, "Realization of a Library of FPGA reconfigurable IP-Core functions for the control of electrical systems," in *Proc EPE-PEMC'04*, Riga-Latvia September 2004.
- [Naou2-04] M. W. Naouar, E. Monmasson, and I. Slama-Belkhodja, "FPGA-based torque controller of a synchronous machine," in *Proc. IEEE-ICIT'04*, pp. 8-10, Hammamet, Tunisia, Dec. 2004.

- [Naou-05] M. W. Naouar, I. Slama-Belkhodja et E. Monmasson, "Développement d'une maquette expérimentale à but pédagogique pour la commande d'une machine asynchrone," *CETIS'2005*, Nancy, 25-27 Octobre 2005, France.
- [Naou1-06] M. W. Naouar, A.A. Naassani, E. Monmasson, I. Slama-Belkhodja, "FPGA-based Speed Control of Synchronous Machine using a P-PI Controller," in *Proc. IEEE-ISIE'06*, Montreal, Canada, July 2006, CD-ROM.
- [Naou2-06] M. W. Naouar, E. Monmasson and I. Slama-Belkhodja, "Identification of Synchronous Machine Parameters Using Hysteresis Based Current Controller," *Conference of the IEEE-IECON'06*, Paris, France, November 2006.
- [Naou-07] M. W. Naouar, E. Monmasson, A.A. Naassani, I. Slama-Belkhodja and N. Patin "FPGA-based Current Controllers for AC Machine Drives-A Review," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.54, no.4, pp.1907-1925, August. 2007.
- [Pal-96] S. Palnitkar, "Verilog HDL, A Guide to Digital Design and Synthesis," Prentice Hall 1996.
- [Per-04] D.L. Perry: "VHDL", McGraw-Hill, 2004.
- [Ries-98] Riesgo, Y. Torroja and E. de la Torre, "Design methodologies based on hardware description languages," *IEEE. Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 1, pp.3-12, Feb. 1999.
- [Rod-07] J. Rodriguez, J. Pontt, C-A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes et U. Ammann, "Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.54, no.1, pp.495-503, Février. 2007.
- [Tzo-97] Y.Y. Tzou, H.J. Hsu: "FPGA Realization of Space-Vector PWM Control IC for Three-Phase PWM Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, n° 6, pp. 953-963, Nov. 1997.
- [Utk-77] V.I. UTKIN, "Variable structure systems with sliding modes", *IEEE Trans. on AC*, Vol. 22, No. 2, pp. 212-222, April 1977.
- [Utk-78] V.I. UTKIN, "Sliding modes and their application in variable structure systems", Mir, Moscow, 1978.
- [Wal-03] G.R. Walker, "Digitally-implemented naturally sampled PWM suitable for multilevel converter control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 18, n° 6, pp. 1322-1329, Nov. 2003.



[Xil-06]      Xilinx Data Book, 2006. Disponible au site: [www.xilinx.com](http://www.xilinx.com)